

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİR MİKRODALGA TRANSİSTÖR İÇİN UYDURMA  
DEVRELERİNİN ANALİTİK GRADYANTLARI İLE  
POTANSİYEL KARAKTERİSTİKLERİNE UYGUN  
SENTEZİ**

Elektronik ve Hab. Müh. Salih DEMİREL

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programında  
Hazırlanan**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ**

**İSTANBUL, 2005**

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	v
KISALTIMA LİSTESİ .....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ .....	xii
ÖNSÖZ .....	xiii
ÖZET .....	xiv
ABSTRACT.....	xv
1. GİRİŞ .....	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR .....	2
3. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ OPTİMİZASYONU .....	6
3.1 Temel Mühendislik Optimizasyon Problemleri.....	6
3.1.1 Tasarım Uzayı ve Mikrodalga Kuvvetlendiricisine Uygulaması: Çok Hedefli Amaç Fonksiyonları .....	7
3.1.1.1 $\{F, V_i, G_T, B\}$ Hedef Uzayı ve Kullanımı.....	7
3.1.1.2 $(Z_S, Z_L)$ ve B Hedef Uzayı ve Kullanımı .....	9
3.1.2 Global Optimum ve Algoritmaları.....	13
3.1.2.1 Gradient-Temelli Algoritmalar .....	13
3.1.2.2 Gradient Yönteminin Tanıtımı.....	13
3.1.2.3 Objektif fonksiyon tanımı .....	14
3.2 Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları.....	15
3.3 Gürültü Fonksiyonu ve Gradientleri .....	16
3.4 VSWR Fonksiyonları ve Gradientleri.....	18
4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİSİ GERÇEKLENEBİLİR TASARIM UZAYI	21
4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonu İki Temel Problemi .....	21
4.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Veri Sayfaları.....	21
5. TRANSİSTOR PERFORMANS KARAKTERİZASYONU .....	23
6. SİSTEM TANITIMI .....	25
6.1 “T”, “Π” ve “L” Uydurma Devreleri ile Tek Transistorlu Temel Kuvvetlendirici Devreleri	25
6.2 Temel Uydurma İki-Kapılıları .....	28

6.2.1	Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı .....	29
6.2.2	Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı .....	29
6.3	Uydurma Devreleri .....	30
6.3.1	“T” Devresi .....	30
6.3.2	“II” Devresi.....	31
6.3.3	Paralel + Seri “L” Devresi .....	32
6.3.4	Seri + Paralel “L” Devresi .....	33
6.4	Aktif Eleman Karakterizasyonu ve Performans Ölçü Fonksiyonları .....	34
6.4.1	Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları .....	34
7.	KASKAD BAĞLI İKİ KAPILININ ZİNCİR DUYARLILIK MATRİSİ YAKLAŞIMI ile KAZANÇ DUYARLILIK ANALİZİ .....	36
7.1	Uygulama: Dağılmış Parametrelili Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Pasif Değişkenlere Göre Kazanç Duyarlılığı.....	39
7.1.1	Bir Seri – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi .....	39
7.1.1.1	Kazancın Seri - Hat Uzunluğu ( $\ell$ )’ e Göre Duyarlılığı .....	40
7.1.1.2	Kazancın Seri- Hat Karakteristik Empedansı ( $Z_o$ )’ ya Göre Duyarlılığı.....	41
7.1.2	Bir Paralel - Hat İki - Kapılısının Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi .....	42
7.1.2.1	Kazancın Paralel - Hat Parametresi $\ell$ ’ e Göre Duyarlılığı.....	44
7.1.2.2	Kazancın Paralel - Hat Parametresi $Z_o$ ’ ya Göre Duyarlılığı .....	44
7.1.3	Bir T - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi .....	45
7.1.4	Bir II - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi .....	48
7.1.5	IMC(T-Tipi)-Transistor-OMC(T-Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıkları ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi.....	50
7.1.5.1	Kazancın İlk Kat Olan Seri – Hat İçin Duyarlılıkları .....	51
7.1.6	IMC(II - Tipi) - Transistor- OMC(II - Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıklarını ABCD Parametreleri İle Temsil Edilmesi .....	53
7.1.6.1	Kazancın İlk Kat Olan Paralel – Hat İçin Duyarlılıkları.....	54
8.	DALGA YAKLAŞIMI İLE MİKRODALGA DEVRELERİN FREKANS UZAYI’ NDA ANALİZİ.....	57
8.1	Bağlantı Saçılma Matris Metodu .....	57
8.2	Devre Cevap Fonksiyonları’nın Hesabı.....	62
8.2.1	Giriş Kapısı Yansıma Katsayısı .....	62
8.2.2	Çıkış Kapısı Yansıma Katsayısı.....	64
8.2.3	Transdüser Güç Kazancı .....	65
9.	EK DEVRE İLE DALGA DUYARLILIKLARI ANALİZİ: TELLEGEN YAKLAŞIMI , KAZANÇ DUYARLILIKLARI VE GÜRÜLTÜ ANALİZİ.....	68
9.1	Tellegen Teoremi .....	69
9.2	Keyfi Konfigürasyonda Bir Mikrodalga Devresinin Dalga Duyarlılıkları .....	72
9.2.1	Saçılma Matrisi Duyarlılık İnvaryantları ve Diferansiyel Saçılma Matrisi Hesabında Kullanılması.....	74
9.3	Kazanç Duyarlılığı .....	75
9.3.1	Bir Seri – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıkları.....	77
9.3.2	Bir Paralel – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıkları .....	80

9.3.3	Bir T - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıkları .....	83
9.3.4	Bir II -Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıkları .....	85
9.3.5	IMC(T - Tipi)-Transistor-OMC(T - Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıkları .....	86
9.4	Dalga Yaklaşımı ile Mikrodalga Gürültü Duyarlılık Analizi .....	88
9.4.1	Gürültü Fonksiyonu ve Gradyantları .....	89
10.	KAZANÇ DUYARLILIK YAKLAŞIMI UYGULAMALARI .....	92
	NE329S01 Transistoru ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendirici Sonuçları.....	92
	Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı.....	92
10.1	“T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	94
10.2	“Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri .....	99
10.3	12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	104
10.4	12 Değişkenli Π-T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	106
10.5	Giriş “T” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	108
10.6	Giriş “Π” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	110
10.7	Giriş ve Çıkış “L” Tipi (Giriş Uydurma Devresi: Paralel ve Seri; Çıkış Uydurma Devresi: Seri ve Paralel)Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi	113
10.8	Giriş “L” (Paralel ve Seri ) Tipi, Çıkış “Π” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	115
10.9	Giriş “L” (Paralel ve Seri ) Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi.....	117
11.	DALGA DUYARLILIK YAKLAŞIMI UYGULAMALARI.....	119
11.1	“T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	119
11.1.1	12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 1.Tasarım.....	119
11.1.2	12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 2.Tasarım.....	121
11.1.3	12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 3.Tasarım.....	123
11.2	“Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri .....	126
11.2.1	12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 1.Tasarım .....	126
11.2.2	12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 2.Tasarım .....	128
11.3	T-Π Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	130
11.4	Π-T Tipi Kuvvetlendirici Devreleri.....	134
12.	UYGULAMALARDAKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ VE TÜM ANALİZ SONUÇLARI.....	139
12.1	fmincon .....	139
12.1.1	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	140
12.1.2	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler OMC Sonuçları.....	143
12.1.3	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘Π’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	145
12.1.4	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘Π’ Tipi Devreler OMC Sonuçları.....	147
12.2	lsqnonlin.....	150
12.2.1	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	151
12.2.2	Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler IMC Sonuçları.....	152
12.2.3	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler OMC Sonuçları.....	153
12.2.4	Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘T’ Tipi Devreler OMC Sonuçları .....	155
12.2.5	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘Π’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	156
12.2.6	Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘Π’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	158

12.2.7	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘II’ Tipi Devreler OMC Sonuçları.....	158
12.2.8	Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘II’ Tipi Devreler OMC Sonuçları .....	160
12.2.9	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘L’ Tipi Devreler IMC Sonuçları .....	160
12.2.10	Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile ‘L’ Tipi Devreler OMC Sonuçları.....	161
13.	SONUÇLAR.....	163
	KAYNAKLAR.....	164
	EKLER.....	165
	Tezde Kullanılan bazı Matlab Programları.....	166
	ÖZGEÇMİŞ.....	201

## SİMGE LİSTESİ

B	Bant genişliği
E	Hata fonksiyonu
$F_{ref}(\omega)$	Referans gürültü faktörü
$F_{req}(\omega)$	İstenen gürültü faktörü
$G_T(\omega)$	Kuvvetlendirici güç kazancı
$G_{Tmax}(\omega)$	Maksimum kazanç değeri
$G_{Tmin}(\omega)$	Minimum kazanç değeri
$G_{Treq}(\omega)$	İstenen kazanç değeri
$G_{Tref}(\omega)$	Referans kazanç
$P_{avs}$	Maksimum kaynak gücü
$P_L$	Yüke aktarılan güç
S	Saçılma parametresi
$V_g$	Kaynak gerilimi
$V_i(\omega)$	VSWR
$V_{iref}(\omega)$	Referans giriş duran dalga oranı
$V_{DS}, I_{DS}, V_{CE}, I_C$	Transistor kutuplama koşulları
$Z_i$	Giriş empedansı
$Z_L(\omega)$	Yük empedansı
$Z_S(\omega)$	Kaynak empedansı
$Z_{out}$	Çıkış empedansı
$Z_{in}$	Giriş empedansı
$Z_{out}^{imc}$	Giriş uydurma devresinin çıkış empedansı
$Z_{Limc}$	Transistorun giriş empedansı
$Z_{in}^{omc}$	Çıkış uydurma devresinin giriş empedansı
$Z_S^{omc}$	Transistorun çıkış empedansı
$Z_g$	Kaynak direnci
$\delta$	Hata

## KISALTMA LİSTESİ

CT	Configuration Type
IMC	Input Matching Circuit
NE329S01	Katalogdan seçilmiş bir transistör türü
NF	Noise Figure
OMC	Output Matching Circuit
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 3.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi .....	9
Şekil 3.2 Transistöre $Z_S(\omega_i)$ 'nin sürülme empedansının devresi .....	10
Şekil 3.3 Transistore $Z_L(\omega_i)$ 'nin yük empedansının devresi .....	11
Şekil 3.4 Mikrodalga transistorun iki-kapılı modeli.....	16
Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı “Kara-Kutu” modeli.....	22
Şekil 4.2 “Performans veri sayfaları”nın “Yapay Sinir Ağı” blok diyagramı (Güneş, 2003) ..	22
Şekil 5.1 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir $V_{ireq}$ ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994) .....	23
Şekil 6.1 T- tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici.....	25
Şekil 6.2 $\Pi$ - tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	26
Şekil 6.3 L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	26
Şekil 6.4 L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	26
Şekil 6.5 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	27
Şekil 6.6 Giriş “ $\Pi$ ” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	27
Şekil 6.7 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	28
Şekil 6.8 Giriş “ $\Pi$ ” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici .....	28
Şekil 6.9 Seri transmisyon hat iki-kapılısı.....	29
Şekil 6.10 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı .....	30
Şekil 6.11 “T” tipi uydurma devresi .....	31
Şekil 6.12 “ $\Pi$ ” tipi uydurma devresi.....	32



Şekil 6.13 Paralel + Seri “L” uydurma devresi.....	33
Şekil 6.14 Seri + Paralel transmisyon hattı.....	34
Şekil 6.15 Mikrodalga transistorun iki-kapılı modeli.....	35
Şekil 10.1 NE329S01 Transistorunun $I_c=10$ mA, $V_{CE}=2$ V kutuplaması için $F_{min}(f)$ Değişimi (Güneş, 2002).....	92
Şekil 10.2 NE329S01 Transistorunun $F=0,46$ dB, $V_i=1$ $G_{Tmax}(f)$ Değişimi.....	93
(Koşulları: $V_{CE}=2$ V; $I_c=10$ mA Çalışma Band Genişliği : 2 - 18 GHz) (Güneş, 2002) .....	93
Şekil 10.3 NE329S01 Transistoru için (0,46dB ,1, 12dB) uyumlu üçlülerinin sonlandırma fonksiyonları (Güneş, 2002) .....	93
Şekil 10.4 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi	94
Şekil 10.5 Giriş uygunlaştırma devresi için kazanç - frekans karakteristiği.....	95
Şekil 10.6 Çıkış uygunlaştırma devresi için kazanç - frekans karakteristiği .....	96
Şekil 10.7 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	98
Şekil 10.8 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	98
Şekil 10.9 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	98
Şekil 10.11 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans Karakteristiği .....	100
Şekil 10.13 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	103
Şekil 10.14 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	103
Şekil 10.15 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	103
Şekil 10.17 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	105
Şekil 10.18 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	105
Şekil 10.19 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	105

Şekil 10.21 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	107
Şekil 10.22 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	107
Şekil 10.23 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	108
Şekil 10.24 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici....	108
Şekil 10.25 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	109
Şekil 10.26 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi .....	110
Şekil 10.27 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	110
Şekil 10.28 Giriş “Π” ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici.....	111
Şekil 10.29 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	112
Şekil 10.30 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi .....	112
Şekil 10.31 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	112
Şekil 10.32 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici .....	113
Çizelge 10.11 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi .....	113
Şekil 10.33 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	114
Şekil 10.34 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	114
Şekil 10.35 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	114

Şekil 10.36 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	116
Şekil 10.37 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi .....	116
Şekil 10.38 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	116
Şekil 10.39 Giriş “L” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	118
Şekil 10.40 Giriş “L” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi .....	118
Şekil 10.41 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	118
Şekil 11.1 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi .....	119
Şekil 11.2 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	120
Şekil 11.3 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	120
Şekil 11.4 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	121
Şekil 11.5 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi .....	121
Şekil 11.6 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	122
Şekil 11.7 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	123
Şekil 11.8 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	123
Şekil 11.9 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi .....	123
Şekil 11.10 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	125
Şekil 11.11 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	125
Şekil 11.12 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	125

Şekil 11.14 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	127
Şekil 11.15 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	127
Şekil 11.18 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi .....	129
Şekil 11.19 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi.....	129
Şekil 11.22 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	131
Şekil 11.23 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	131
Şekil 11.24 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	131
Şekil 11.26 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	133
Şekil 11.27 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	133
Şekil 11.28 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	134
Şekil 11.30 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	135
Şekil 11.31 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	136
Şekil 11.32 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	136
Şekil 11.34 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi.....	138
Şekil 11.35 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi .....	138
Şekil 11.36 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi.....	138

## ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 10.2 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri .....	96
Çizelge 10.3 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	97
Çizelge 10.4 Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri.....	99
Çizelge 10.5 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri .....	101
Çizelge 10.6 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	102
Çizelge 10.7 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	104
Çizelge 10.9 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	109
Çizelge 10.10 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	111
Çizelge 10.12 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	115
Çizelge 10.13 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	117
Çizelge 11.1 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	119
Çizelge 11.2 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	122
Çizelge 11.3 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	124
Çizelge 11.4 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	126
Çizelge 11.8 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	134
Çizelge 11.9 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi.....	137

## ÖNSÖZ

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği anabilim dalı Haberleşme programında yüksek lisans tezi olarak hazırlanmıştır.

Bu tez çalışmasının amacı bir mikrodalga transistor için uydurma devrelerinin analitik gradyanları ile potansiyel performans karakteristiklerini ( $F_{ref}(\omega)$  Gürültü Faktörü,  $V_{i,ref}(\omega)$  Giriş VSWR ve  $G_{Tref}(\omega)$  Kazanç referans değerleri) uygun farklı iki metodla sentezleyip bütün devrenin analizini yapmak ve bunları simülasyon programlarıyla kontrol etmektir.

Bu tezin hazırlanmasında ve çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen gerek moral ve gerekse bilgi açısından bana destek olan sayın hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e; varlığıyla güven veren dostum Yük. Müh. Candaş BİLGİN'e; tabii ki moral kaynağım bölüm sekreterimiz Murat beye ve her şeyin üstündeki aileme özellikle **babama** teşekkür ediyorum.

## ÖZET

Aktif mikrodalga eleman karakterizasyonu ve geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı, haberleşme mühendisliğinin en önemli ilgi alanlarından biri olmaya, günümüzde de devam etmektedir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını en uygun şekilde sokmak amacı ile birçok modern nümerik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde genellikle, bir çalışma bandı boyunca kazanç ( $G_T$ ) üzerinde yoğunlaşılırken, giriş uyumsuzluğu ( $V_i$ ), gürültü faktörü ( $F$ ), çıkış uyumsuzluğu ( $V_{out}$ ), gibi diğer performans ölçü kısıtları hesaba alınmaz. Diğer taraftan, ‘en uygun şekilde sokma’ işlemi, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlineer bağımlı bir işlemdir. Aslında, bir en uygun şekilde sokma sürecinde, aktif eleman fiziksel limitleri ve/ya da  $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$  ve bant genişliği  $B$  performans ölçüleri ara-ilişkileri bilinmezsiniz, istenilen  $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$  değerleri, ‘referans’ değer takımı olarak verilebilir. Fakat bu ( $F_{req}$ ,  $V_{i req}$ ,  $G_{T req}$ ) üçlüsünün uyumsuzluğu nedeni ile en uygun şekilde sokma süreci, sık sık başarısızlıkla sonuçlanabilir. Çalışmada, bu engelleri aşmak amacıyla önce kuvvetlendiricide kullanılan aktif elemanın potansiyel performans karakteristikleri elde edilmiş ve bu karakteristikler ile hedef uzayı teşkil edilerek kuvvetlendirici için optimizasyon işlemi gerçekleştirilmiştir.

Kuvvetlendiriciyi potansiyel performans karakteristiklerine en uygun şekilde tasarlamak için ilk aşamada uydurma devrelerinin analitik gradyanları ile hata fonksiyonları farklı iki yaklaşımla teşkil edilmiştir.

İkinci aşamada bu fonksiyonları farklı iki metotla optimizasyon programına sokup en uygun Z,L parametreleri bulunmuştur.

Son olarak optimizasyon sonucu bulunan devre elemanları ile bütün devre analiz edilmiş ve sonuçlar bir profesyonel simülasyon paketi ile karşılaştırılmış ve makul olarak uygun olduğu gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Mikrodalga Kuvvetlendirici, Transdüser Güç Kazancı, Giriş VSWR, Gürültü Faktörü, Hata Fonksiyonu.

## ABSTRACT

Characterization of active microwave devices and design of the wideband microwave amplifiers are still among the major interests in the communication engineering. Especially, in designing microwave amplifiers, many sophisticated numerical methods are utilized to optimize the system performance. Generally, the optimization is focused on the transducer power gain ( $G_T$ ) over the frequency band of operation without controlling the other performance criteria such as the noise ( $F$ ), the input VSWR ( $V_i$ ), and the output VSWR ( $V_o$ ). It should also be mentioned that the optimization process of the performance is highly nonlinear in terms of the descriptive parameters of the system. Certainly, within the optimization process, one can easily imbed the desired performance goals without knowing the physical limits and/or compromise relations among  $F$ ,  $V_i$  and  $G_T$  and bandwidth  $B$  appropriately. But unfortunately, this process, often fails in hitting the desired goals. However, in this work to overcome all these above-mentioned handicaps firstly the potential performance characteristics of the active element employed in the amplifier are obtained to form the target space of the optimization.

In the first stage the analytical gradients and the error functions are determined in two different approximations to design the amplifier according to the potential performance characteristics.

In the second stage these two functions are optimized in two different ways and the proper parameters  $Z$  and  $L$  are obtained.

In the end the complete analysis of the whole system is done using the resulted optimization parameters and the results are compared with the results of one Professional soft packet and shown that all of them are agreed well.

**Key Words:** Microwave Amplifier, Transducer Power Gain, Input VSWR, Noise Figure, Error Function.



## 1. GİRİŞ

Geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımı, haberleşme mühendisliğinin en önemli ilgi alanlarından biri olmaya, günümüzde de devam etmektedir. Özellikle, mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını en uygun şekilde sokma amacı ile birçok modern nümerik ve analitik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde genellikle, bir çalışma bandı boyunca kazanç ( $G_T$ ) üzerinde yoğunlaşılırken, giriş uyumsuzluğu ( $V_i$ ), gürültü faktörü ( $F$ ), çıkış uyumsuzluğu ( $V_{out}$ ), gibi diğer performans ölçü kriterleri, hesaba alınmaz. Diğer taraftan, ‘en uygun şekilde sokma’ süreci, sistemin performans model parametrelerine, yüksek dereceli nonlineer bağımlı bir süreçtir. Aslında, bir en uygun şekilde sokma sürecinde, aktif eleman fiziksel limitleri ve/ya da  $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$  performans ölçüleri ara-ilişkileri bilinmeksizin, istenilen  $F, V_i, G_T$  değerleri, ‘referans’ değer takımı olarak verilebilir. Fakat bu ( $F_{req}$ ,  $V_{i,req}$ ,  $G_{T,req}$ ) üçlünün uyumsuzluğu nedeni ile en uygun şekilde sokma süreci, sık sık başarısızlıkla sonuçlanmaktadır. Bu çalışmanın amacı, bu engelleri aşmaktır. Kayıpsız ve resiprok uydurma devreleri ile tek transistorlu bir kuvvetlendiricinin  $F, V_i, G_T$  performans bileşenleri, devredeki transistorun performans bileşenlerine eşittir; bu uydurma devrelerinin kayıpsızlık ve resiprosite özelliklerinin direkt sonucudur.

Çalışmanın aşamaları aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

Kuvvetlendiriciyi potansiyel performans karakteristiklerine en uygun şekilde tasarlamak için ilk aşamada uydurma devrelerinin analitik gradyanları ile hata fonksiyonları farklı iki yaklaşımla (1.  $G_T$  duyarlılık yaklaşımı, 2.  $|\rho_i|$  yaklaşımı) teşkil edilmiştir.

İkinci aşamada bu fonksiyonları farklı iki metotla optimizasyon programına sokup en uygun  $Z, L$  parametreleri bulunmuştur.

Son olarak optimizasyon sonucu bulunan devre elemanları ile bütün devre analiz edilmiş ve sonuçlar bir profesyonel simülasyon paketi ile karşılaştırılmış ve makul olarak uygun olduğu gösterilmiştir.

## 2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde bulunan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımları ekseriyetle ya kazancın ya da gürültü faktörünün en uygun şekle sokulması üzerinde yoğunlaşmıştır. Burada bahsedilebilecek önemli teknolojik çalışmalar şu şekilde özetlenebilir: Hara ve arkadaşları 1988 yılında aktif mikrodalga endüktansı tasarlayıp geniş bantlı MMIC kuvvetlendiricisinde kullanmışlardır. Yine 1988 yılında Yuen ve arkadaşları monolitik tek katlı HEMT Ka bandı düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi üzerinde çalışarak 20–38 GHz arasında 6 dB kazanç ve 26,5-40GHz arası 5dB gürültü faktörünü elde etmişlerdir. Mikrodalga kuvvetlendiricisinin özellikle GaAs/GaAlAs Darlington HBT transistor çifti kullanarak iki kuvvetlendirici varyansını ion implementation tekniği ile Topham ve arkadaşları (1989) gerçekleştirmişlerdir: kuvvetlendiricilerden birisi 8.5dB’lik kazancı 0-5GHz arasında; diğeri 13dB’lik kazancı 0-3GHz arasında -3dB bant genişliği ile vermektedir.

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin sadece kazancı veya gürültüsü dışında giriş ve çıkış uyumsuzluğu gibi diğer performans ölçüleri de hesaba katarak aynı anda optimize etmeye yönelik çalışmalarda literatürde yer almaktadır. Bu çalışmalara Perennec ve arkadaşları (1989), güç kazancı ve gerilim duran dalga oranını (VSWR), iki ve üç katlı mikrodalga kuvvetlendiricilerde en küçük kareler metodu ile optimize ederek örnek olmuşlardır. Aynı yıl Cioffi (1989), empedans uydurma metotları ile geniş bantlı dağılmış parametrelili kuvvetlendiricininin  $25\Omega$  ve  $50\Omega$ ’luk yükler altında kazanç ve giriş yansıma katsayısını Monte Carlo Yield benzetimi ile 2-20GHz bandında optimize etmiştir. Capponi ve arkadaşları (1991) transistorun saçılma ve gürültü parametreleri yardımıyla buldukları kararlılık dairelerinden elde ettikleri aktif eleman çalışma koşullarında kazanç, gürültü oranını ve giriş yansıma katsayısını da hesaba alarak 9-11GHz frekans bandında kuvvetlendirici tasarlamışlardır. Semli ve arkadaşları (1992), 50MHz-6GHz frekans bandında 6 dB kazanç, 8dB giriş ve 10dB çıkış dönüş kaybı ile köprülenmiş T-Bobin uydurma devreli küçük işaret MMIC kuvvetlendiricisi gerçekleştirmişlerdir. 1995 yılında Tanzi, giriş ve çıkış VSWR sınırlamalarını hesaba katan geniş bantlı düşük gürültülü transistor kuvvetlendirici tasarımı için bir metot teklif etmiş, üç örnek ile bu metodun uygulanabilirliğini göstermiş ve SUPER COMPACT ile devreyi simule etmiştir.

Elektronik devrelerde empedans uyumsuzluğunu yenmek için uydurma devre kullanımı oldukça yaygın olarak bulunmaktadır. Literatürde geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendiricileri tasarımı üzerine önemli teorik çalışmalardan birisi şüphesiz ki Reel Frekans Tekniğidir (Yarman, B.S. ve Carlin, H. 1982). 1990 yılında Jung, reel frekans tekniğini kullanarak LC

merdiven tipi uydurma devreleri ile kuvvetlendirici tasarımını garanti edilmiş stabilite ile sınırlandırılmamış en uygun şekle sokma için formülize etmiş ve 8–12 GHz frekans bandında  $11,3 \pm 0,4$  dB kazancını gerçekleştirmiştir. Kerherve (1998) reel frekans tekniğini kayıplı jonksiyonları ile kaskad transmisyon hatlarından oluşan uydurma devrelerine sahip, düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımına uygulamış ve gerçekleştirmiştir. Reel frekans tekniği, 2001 yılında dağılmış ve toplu parametrelili karışık elemanlı uydurma devrelerine Aksent, A ve Yarman B.S. tarafından genişletilmiştir. Ayrıca Yarman ve arkadaşları pasif tek kapılı elemanların Darlington eşdeğerlikleri için empedans temelli bir metot ortaya koymuşlardır (2001). Uydurma devre tasarımı ile ilgili yapılan çalışmalardan; Marin ve arkadaşları (1991) ticari  $50\Omega$  mikrodalga modüler mikrodalga kuvvetlendiriciler ile pin fotodetektörler arasına empedans uydurmak için yüksek empedanslı transmisyon hatlarından faydalanmışlar ve 0-7GHz bandında düşük gürültülü bir devre elde etmişlerdir. Bu konu üzerine çalışan Itoh (1994) sabit ve paralel direnç devrelerinden oluşan kayıplı uydurma devreleri ile 4-25GHz arası kazancı  $8,3 \pm 8$  dB olan 0,5 W bir güç kuvvetlendiricisi tasarlamıştır.

Yine bilgisayar teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak “Yazılım Hesaplama” yöntemleri mikrodalga mühendisliğinde kendisine yer edinmiştir. Vai ve arkadaşları (1990) monolitik dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin kazanç ve duran dalga oranını (VSWR) yazılım hesaplama yöntemlerinden simulated annealing metodu ile optimize etmiştir. 1994 yılında Günel ve Yazgan düşük gürültülü, geniş bantlı bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında kontrollü rasgele arama metodu ile adaptif karmaşık en uygun şekle sokma metodunu hibrit olarak kullanmışlardır. Bu sayede çalışma frekans bölgesinde düz bir kazancı, düşük gürültü faktörünü, kuvvetlendirici kararlılığını ve kayıp faktörünü reaktif elemanlardan oluşan uydurma devresi ile elde etmişlerdir.

Çalışmanın temelini oluşturan ve aktif elemanın giriş yansıması, gürültü ve yapının çalışma parametreleri, yapılandırma tipi, çalışma koşulları VDS,  $I_{DS}$  ve çalışma frekansına bağlı olarak  $Z_S(\omega)$  ve  $Z_L(\omega)$  sonlandırmaları ile potansiyel kazanç karakteristiklerini elde eden çalışmayı Güneş ve arkadaşları (2002) gerçekleştirmişleridir. Bu çalışma ile  $Z_S(\omega)$  ve  $Z_L(\omega)$  empedans veri modelleme teknikleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Literatürdeki eleman modelleme, iki temele dayandırılmaktadır: (i) Genellikle küçük işaret performansı çalışmaları, gürültü performansı çalışmalarından ayrılmıştır. Bu konudaki yayınlar ya sadece küçük işaret modeli ya da mevcut küçük işaret eşdeğer devrelerine

dayandırılmış ve eleman gürültü özellikleriyle ilişkilendirilmemiş gürültü davranışı yaklaşımlarıdır. Sadece Hu ve arkadaşları (1993) ve Roux ve arkadaşları (1995)'de bu davranışlar klasik bir eşdeğer devrede birleştirilmişlerdir. (ii) Bir tümleşik mikrodalga elemanı ve paketlenmesini karakterize etmenin standart yaklaşımı her bir bileşeni elektriksel ölçmelerle uyum içinde olacak şekilde bir eşdeğer devreyle modellemektir. Böyle bir yaklaşımın, paketlemenin, elemanın paketlenildiği durumdaki toplam elektriksel özelliklerine katkısını doğru olarak modellemediği Bridge ve arkadaşları (1992) tarafından gösterilmiştir.

Ayrıca klasik eşdeğer devre eleman değerlerini bulmakta kullanılan en uygun şekilde sokma temelli çıkarım teknikleri, tek çözüm takımı yerine birçok alternatif çözüm takımları üretirler. Kısımlara ayırarak ölçme yöntemi Curtice ve Camisa (1984) ve otomatik dekompozisyon tekniğiyle Kondoh (1986) bir kısım gelişmelere rağmen, başlangıç değerinden kaynaklanan belirsizlik hala mevcuttur.

Yayınlanan modellere göre Güneş ve arkadaşları (1996) ölçme sonuçları ile daha iyi bir uyum sergileyen, mikrodalga transistorun hem işaret hem gürültü özellikleri bir YSA modelinde birleştirilmiştir. Fizik-temelli FET modeller gibi hassas modeller kullanma trendi en uygun şekilde sokma sonuçları ile ilişkilendirilmesi talep edildiğinde göz korkutucu işlemler ile karşı karşıya gelmektedir. Bu tip modellerin standart en uygun şekilde sokma ve istatistiksel yaklaşımlarda kullanımı hesaplama açısından çok yoğun bir işlemdir. Bundan dolayı devre benzetimliğinin her adımında fizik-temelli denklemlerin çözülmesi izleği hesaba katılmalıdır. Bu tip var olan en uygun şekilde sokma metodları off-line tipi hesaplamalardan esinlenerek geliştirilmiştir. Tasarımcıların katalogdaki, hatta devre topolojilerinde modifikasyonlar yapıldıktan sonra devreyi yeniden optimize etme gereksinimi duymaları durumu interaktif tasarıma uygun değildir. Bu problemlerin üstesinden gelebilmek için, iki tip yaklaşımın çok boyutlu polinomlar yaklaşımı Barby ve arkadaşları (1988), Biernacki ve arkadaşları (1989) ve look-up tablosu yaklaşımının Meijer (1990) tarafından uygulandığı çalışmaların yerine Güneş ve arkadaşları (1996)'in önerdiği YSA modeli yaklaşımı eleman modellemeye, devreyi en uygun şekilde sokmaya ve istatistiksel tasarımda uygulanmaya yine bu tez çalışması ile başlanmıştır. Bizim önerdiğimiz Bulanık Mantık (Cengiz ve arkadaşları 2003) modeli, aktif eleman performans veri sayfalarında kullanılmıştır. Yapay sinir ağı ile mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında Goasguen ve arkadaşları (2000) FDTD ile hibrit bir çalışma gerçekleştirmiştir. Bu sayede bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin büyük işaret küresel modellemesini yapmıştır. Bu konuda yine aynı yıl Males-Ilic ve arkadaşları (2000), MMDS uygulaması için tek katlı bir kuvvetlendiricideki transistorun gürültü parametrelerini yapay

sinir ağları ile modellemişler ve bu modellenen transistor ile 11,7–12,5 GHz arası bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarlamışlardır.

### 3. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ OPTİMİZASYONU

#### 3.1 Temel Mühendislik Optimizasyon Problemleri

Bir Mühendislik sistemi, verilen belli bir hedef uzayını gerçekleştirecek şekilde tasarlanır. Örneğin, bizim ele aldığımız mikrodalga kuvvetlendiricisinde hedef uzayımız, devremizin verilen belli bir B band genişliği içinde Gürültü Faktörü F, Giriş Yansıtma Katsayısı  $\rho_i$  ve Kazanç  $G_T$ 'den ibarettir. Her mühendislik sisteminde hedef uzayını gerçekleştirecek tasarım değişkenleri seçilir. Hedef uzayı ile tasarım değişkenleri arasında genellikle bir nonlineer ilişki vardır. Bizim sistemimizde tasarım değişkenleri, uydurma devrelerinde kullanılan transmisyon hatlarının karakteristik empedansları  $Z_0$  ve fiziksel uzunlukları  $\ell$  dir ve hedef fonksiyonlarımız F,  $\rho_i$ ,  $G_T$  ile tasarım değişkenleri  $Z_{0i}, \ell_i$  ' arasında yüksek nonlineer bir ilişki vardır . Hedefi gerçekleştiren “Tasarım“ setini bulabilmek için, genellikle Hata ya da Amaç fonksiyonu araç olarak kullanılır. Hata fonksiyonu, hedef ile optimizasyonda hesaplanan farkının biçimi ile belirlenen bir fonksiyondur. Hata fonksiyonları “Mühendislik” problemine göre çeşitli biçimlerde olabilir: Lineer, ikinci derece, üstel,...Hedefi gerçekleştiren “Çözüm” takımları, genellikle “Hata” fonksiyonunun “Global” minimumunu gerçekleştiren takımlardır. Bu yüksek dereceden nonlineer hata fonksiyonun global minimumu, genellikle nümerik olarak bulunabilir ve bunun için iki sınıf algoritma ele alınabilir: i) Gradient-Temelli Algoritmalar; ii) Sezgisel Yöntemler. Bu tezde Gradient-Temelli Algoritmalar kullanılıp mikrodalga kuvvetlendirici tasarlanmıştır.

### 3.1.1 Tasarım Uzayı ve Mikrodalga Kuvvetlendiricisine Uygulaması: Çok Hedefli Amaç Fonksiyonları

#### 3.1.1.1 $\{(F, V_i, G_T), B\}$ Hedef Uzayı ve Kullanımı

Bir mikrodalga kuvvetlendirici optimizasyonu prosesinin amacı,  $V_{ireq}(f)$  ve  $F_{req}(f)$  sınırlayıcı fonksiyonlara uygun bir  $G_{Tmin}(f) < G_{Treq}(f) < G_{Tmax}(f)$  fonksiyonu belli bir potansiyel B bandı boyunca gerçekleştirmektir. Burada, bir özellik not edilmelidir: “Performans Karakterizasyonu” teorisinden,  $V_{ireq}(f)$  ile sınırlandırılmış bütün  $G_{Tmin} < G_{Treq} < G_{Tmax}$  kazanç çemberlerinin bir kısmı, Koşulsuz Kararlı Çalışma Bölgesinde yer alıp birim Smith çemberini aynı iki noktada kestikleri bilinmektedir. Buna göre, verilen çalışma frekansı  $f$  de  $V_{ireq}(f)$  ve  $F_{req}(f)$  gerçekleyen bölgelerin Koşulsuz Kararlı Çalışma bölgesi ile ara-kesitinden birçok kararlı  $(F, V_i, G_T)$  çözüm takımları oluşturulabilir (Güneş, 1994), (Güneş ve Çetiner 1998). Buna göre minimize edilecek “Hata” (=Amaç) fonksiyonu, sadece transducer kazanç  $G_T$ , giriş VSWR  $V_i$  ve gürültü faktörü  $F$  içerebilir ve kararlılık faktörünü hesaba katmaya gerek kalmamaktadır. Bu çalışmada  $\{(F, V_i, G_T), B\}$  hedef uzayı için sadece  $V_i, G_T$  ‘yi içeren iki hedefli Amaç Fonksiyonu kullanılmıştır. Yapılan çalışmalar neticesinde  $(F, V_i, G_T)$  çözüm takımlarını elde etmek için oluşturulan Amaç Fonksiyonları içerisinde Gürültü faktörünün olması veya olmaması durumlarında talep edilen Gürültü faktörü  $F$  değerine ulaşılmıştır. Daha basit olmasından hareketle sistemde, Gürültü Faktörü  $F$ ’i içermeyen Amaç Fonksiyonu tercih edilmiştir. Hem kazanç ve hem de giriş yansımaya değerlerinin çalışma bandı boyunca hesaplanan değerlerinin aritmetik ortalaması referans değerlerden çıkarılarak, sistemin tüm band boyunca lineer bir çalışma performansı sergilemesi arzu edilmiştir. Kazanç referans değerinin, giriş yansımaya değerine oranla nümerik olarak çok büyük olmasından dolayı ağırlık katsayılarının kullanılması zorunlu olmuştur. Her iki çözüm takımının referans değerlerine hesaplanan değerlerin yaklaşma ölçüsünün eşitlenebilmesi için Kazanç ifadesi eksponansiyel duruma getirilmiş ve 1’den daha küçük ağırlık katsayıları ile çarpılarak elde edilen hata değerinin giriş yansımaya hata değerine oransal olarak eşitlenmesi sağlanmıştır.

$$E = \left( \left( \sum_{i=1}^n \left( \frac{|\rho_{in}(f_i)|}{n} \right) - |\rho_{in ref}| \right) + W_1 \cdot e^{W_2 \left| \sum_{i=1}^n (G_T(f_i) - G_{Tref}) \right|} \right) \quad (3.1)$$

Burada  $n$ , örnek frekans sayısı,

$W$ , ağırlık katsayıları;

$|\rho_{in}(f_i)|$   $f_i$  frekansında giriş yansımaya katsayısının modülü olup,

$$|\rho_{in}(f_i)| = \frac{V_i - 1}{V_i + 1} \text{ e eşittir.} \quad (3.2)$$

(3.1) ve (3.2) de  $G_T$  ve  $V_i$  fonksiyonları  $Z_{0i}, \ell_i$  cinsinden ifade edilerek  $F$ , devre tasarım değişkenlerinin fonksiyonu olarak bulunmuştur.  $\{(F, V_i, G_T), B\}$  için tasarım uzayı aşağıdaki şekilde belirlenmiştir:

a) T,  $\Pi$  konfigürasyonunda kullanılmış olup hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak seçilmiştir:

$$\mathfrak{P} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 \ell_5 \ell_6 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05} Z_{06}]^t$$

b) Giriş uydurma devresi T veya  $\Pi$ , çıkış uydurma devresi seri ile kısa devre edilmiş transmisyon hattından oluşan L tipi uydurma devresi konfigürasyonunda, hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak seçilmiştir:

$$\mathfrak{P} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 \ell_5 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04} Z_{05}]^t$$

c) Giriş ve çıkış L tipi uydurma devreleri konfigürasyonunda hat uzunlukları ve karakteristik empedansları optimizasyon değişkenleri olarak kullanılmıştır:

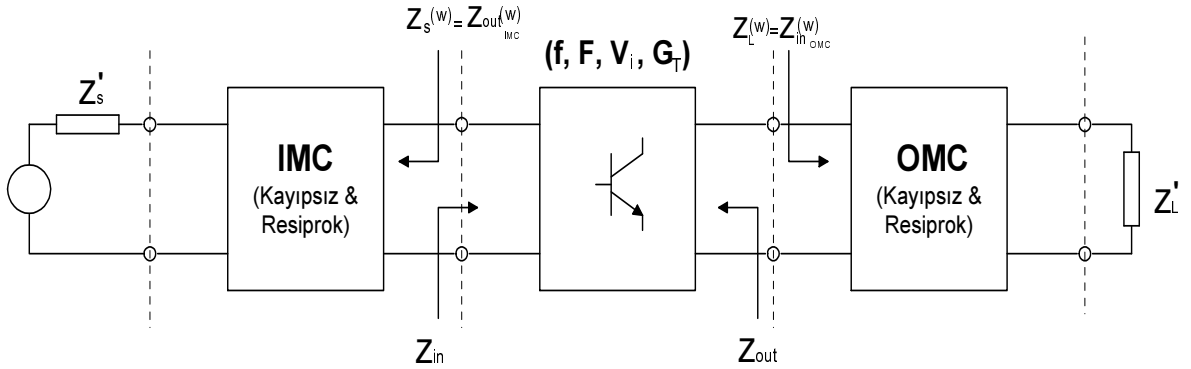
$$\mathfrak{P} = [\ell_1 \ell_2 \ell_3 \ell_4 Z_{01} Z_{02} Z_{03} Z_{04}]^t$$



### 3.1.1.2 ( $Z_S, Z_L$ ) ve B Hedef Uzayı ve Kullanımı

Bir mikrodalga kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış uydurma devreleri ile birlikte genel görünümü Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Transistorun “Performans Karakterasyonu” teorisi kullanılarak elde edilen uyumlu performans ( $F_{req}, V_{ireq}, G_{Treq}$ ) üçlülerinin kuvvetlendirici içinde gerçekleştirilebilmesi için transistorun kaynak ( $Z_{Sreq}$ ) ile sürülmesi ve yük ( $Z_{Lreq}$ ) ile de yüklenmesi gerekmektedir. Bu yaklaşımda,  $Z_{Sreq}$ ’ta Giriş Uydurma Devresi (IMC),  $Z_{Lreq}$ ’ın Çıkış Uydurma Devresi (OMC) ile ayrı ayrı optimizasyon ile gerçekleştirilmektedir (Şekil 3.1).

$Z_{Sreq}$ ’ı gerçekleştirilen IMC devresi Şekil 3.2’de  $Z_{Lreq}$ ’ın gerçekleştirildiği OMC devresi Şekil 3.3 te verilmektedir.



Şekil 3.1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisi

Uydurma devresinde her bir eleman için zincir matrisleri (3.3) – (3.5) denklemlerinde verilmiştir.

$$[A]_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{o1} \sin \theta_1 \\ j \frac{1}{Z_{o1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$[A]_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_{o2}} \cot \theta_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$[A]_3 = \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & jZ_{o3} \sin \theta_3 \\ j \frac{1}{Z_{o3}} \sin \theta_3 & \cos \theta_3 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

burada,

$$\theta_i = \frac{2\pi f}{c} l \quad (3.6)$$

olarak alınmıştır. Devrenin tümü için zincir matrisi, üç matrisin çarpımına eşittir.

$$[A] = [A]_1 [A]_2 [A]_3 \quad (3.7)$$

Zincir matrisi verilen bir 2-kapılı için, devre değişkenleri (6.8)-(6.13) denklemleri ile gösterilmiştir:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

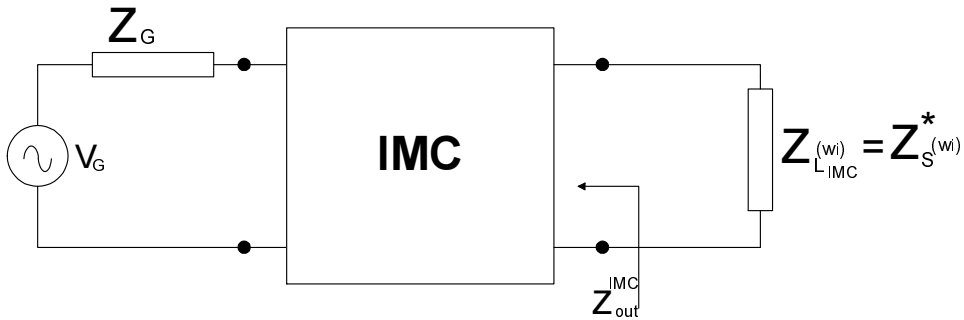
$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (3.9)$$

$$Z_{out} = \frac{DZ_S + B}{CZ_S + A} \quad (3.10)$$

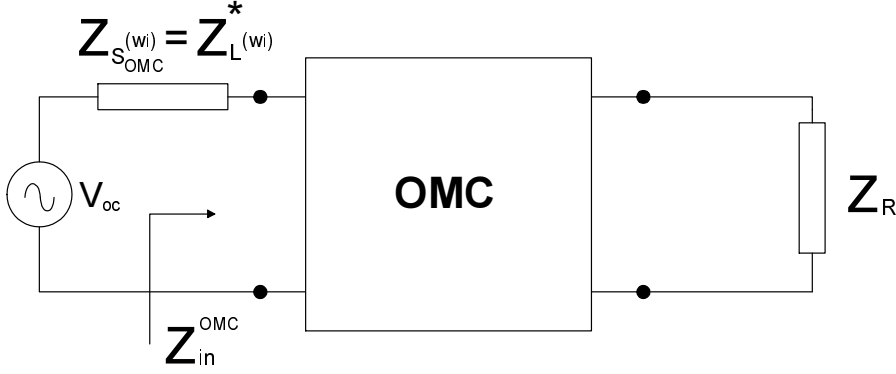
$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_S^*}{Z_{in} + Z_S} \quad (3.11)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \quad (3.12)$$

$$G_T = 4 \operatorname{Re}\{Z_S\} \operatorname{Re}\{Z_L\} \left| \frac{1}{AZ_L + B + CZ_S Z_L + DZ_S} \right|^2 \quad (3.13)$$



Şekil 3.2 Transistöre  $Z_S(\omega_i)$ 'nin sürülme empedansının devresi



Şekil 3.3 Transistore  $Z_L(\omega_i)$ 'nin yük empedansının devresi

Her iki optimizasyon prosedüründe de aynı hata hata fonksiyonu (3.14) kullanılmıştır. Hata fonksiyonunu tüm çalışma bandı içerisindeki kazanç ifadelerinin exponansiyel toplamından oluşmaktadır. Yansımanın sıfır olduğu ( $\rho=0$ ) değer için kazanç ifadesinin 1 olması gerektiği yaklaşımından yola çıkarak elde edilen kazanç değerleri hata fonksiyonunda 1'den çıkartılmıştır. Ağırlık katsayısı ve  $(1-G_T)$  ifadesinin kaçınıcı dereceden üstsel ifadesinin alınacağı farklı deneme yanılma metodaları kullanılarak belirlenmiştir. Yapılan çalışmalar sonunda gerek ağırlık katsayısının ve gerekse üstsel ifadenin 2 değeri en optimal sonuç vermiştir.

$$E = \sum_{i=1}^N 1 - e^{-W(1-G_T)^2} \quad (3.14)$$

Burada,  $W$ = Ağırlık katsayısı;  $G_T$ : Kayıpsız ve resiprok iki kapılı uydurma devresinin transducer güç kazancıdır.

$$G_T = 1 - |\rho_{in}|^2 \quad (3.15)$$

Burada,  $|\rho|$ : Bir kapıdaki yansıma katsayısının modülü olup örneğin Giriş Uydurma Devresi

için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho_m|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_{L_{IMC}}^*}{Z_{out}^{IMC} + Z_{L_{IMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_S(\omega)}{Z_{out}^{IMC} + Z_S^*(\omega)} \right|^2 \quad (3.16)$$

şeklinde hesaplanır. Burada;

$Z_{out}^{IMC}$  = Giriş Uydurma Devresinin çıkış empedansı

$Z_{L_{IMC}}$  = Transistorun giriş empedansı

$Z_S$  = Kaynak empedansıdır.

Aynen kaynak empedansını transistörün giriş empedansına uygunlaştıran devrede olduğu gibi transistörün çıkış empedansını, yük empedansına eşitleyen uydurma devresi de yukarıdaki bağıntılardan tasarlanabilir.

Çıkış Uydurma Devresi için yansıma katsayısı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_{S_{OMC}}^*}{Z_{in}^{OMC} + Z_{S_{OMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{in}^{OMC} - Z_L(\omega)}{Z_{in}^{OMC} + Z_L^*(\omega)} \right|^2 \quad (3.17)$$

Burada;

$Z_{in}^{OMC}$  = Çıkış Uydurma Devresinin giriş empedansı

$Z_{S_{OMC}}$  = Transistorun çıkış empedansı

$Z_L$  = Yük empedansıdır.

### 3.1.2 Global Optimum ve Algoritmaları

Geleneksel en iyiyi (optimal noktayı) arama yöntemleri, iki ana başlık altında toplanabilir: Bunlar, gradient-temelli algoritmalar ve sezgisel yöntemlerdir. Gradient temelli algoritmalar, bugüne kadar literatürde yoğun bir biçimde incelenmişlerdir. Bu tezde gradient-temelli algoritmalar kullanılacaktır.

#### 3.1.2.1 Gradient-Temelli Algoritmalar

Matematiksel nonlinear programlama algoritmaları, mühendislik optimizasyon problemlerindeki uygulamalar için bir metod olarak ortaya çıkmışlardır. Bu algoritmalar, eşit ve eşit olmayan sınırlamaların bir karışımı olan tek ve çok hedefli dizayn problemlerinin çözümü için genel bir yaklaşım sürerler. Bu metodların en etkilileri, hedef fonksiyonunun en az birinci dereceden türevine ihtiyaç duyan gradient tabanlı olanlarıdır. Gradient tabanlıların tepe tırmanma kabiliyeti, ilk tahminin optimum noktaya olan uzaklığı ile ilişkilidir. Tasarım uzayının iç bükey olduğu durumlarda global optimum noktayı garanti edemezler.

#### 3.1.2.2 Gradient Yönteminin Tanıtımı

Düşük Gürültülü, düşük giriş VSWR'li ve sabit band genişlikli mikrodalga transistörlerin problem fonksiyonlarının birinci ve ikinci türevlerini kullanarak optimizasyon yapmaktır.

m tane kaskad bağlı iki kapılıdan oluşan sistemin Toplam Transducer Güç Kazancı

$$G_T = G_A \cdot G_{Tn} \cdot G_P \quad (3.18)$$

$G_A$  : İlk n-1 katın elde edilebilir güç kazançları çarpımı

$G_{Tn}$  : n. İki kapılının transducer güç kazancı

$G_P$  : m-n katın operating kazançları çarpımı

E, minimize edilecek hata fonksiyonu ve x ise değişken vektörü olmak üzere

$$G_T = G_T(x)$$

$$E = f(G_T) \Rightarrow E(x) = f(G_T)$$

olarak elde edilir.

E'nin n. İki kapılı parametreleri cinsinden türevi:

$$\frac{\partial E}{\partial X_{nj}} = G_A \cdot G_p \cdot \frac{\partial f}{\partial G_{Tn}} \cdot \frac{\partial G_{Tn}}{\partial X_{nj}} \quad (3.19)$$

Burada n. İki kapılı pasif ,kayıpsız , dağılmış parametrelili seri veya sonu kısa devre edilmiş transmisyon hattıdır.

Bu tezde hata fonksiyonları ( error function ) olarak

$$\varepsilon \cong \sum (1 - G_T)_{(wi)} \Rightarrow \nabla \varepsilon = -\nabla G_T \quad (3.20)$$

$$\varepsilon \cong \sum (1 - G_T)^2_{(wi)} \Rightarrow \nabla \varepsilon = -2(1 - G_T)\nabla G_T \quad (3.21)$$

$$\varepsilon \cong \sum |\rho_i|^2_{(wi)} \Rightarrow \nabla \varepsilon = 2|\rho_i|(\nabla|\rho_i|) \quad (3.22)$$

kullanılmıştır.

### 3.1.2.3 Objektif fonksiyon tanımı

İstenilen bant genişliğinde düz bir kazanç-frekans karakteristiği elde etmek için bir objektif fonksiyon oluşturulur.

$$F = \sum_{i=1}^n [G(f_i) - G_{ref}]^2 \quad (3.23)$$

Burada

n = verilen frekans sayısı

$G(f_i)$  = kuvvetlendiricinin frekansındaki transduser güç kazancı

$G_{ref}$  = istenilen referans kazanç

Objektif fonksiyonu gürültü faktörü, giriş-çıkış VSWR gibi fonksiyonları da istenilen ağırlıklarda gösterecek şekilde genişletilebilir.

$$F = \sum W_1 [G(f_i) - G_{ref}]^2 + W_2 NF(f_i) + W_3 VSWR(f_i) \quad (3.24)$$

Kazanç, gürültü ve VSWR referans değerleri kullanım amacına göre değişebilir olup optimizasyon prosedüründen önce belirlenmelidir.

### 3.2 Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları

Bir transistor iki-kapılı performansı genellikle üç temel fonksiyon ile ölçülebilir: Transduser Güç Kazancı  $G_T$ , Gürültü faktörü  $F$  ve Giriş VSWR fonksiyonu  $V_i$  'dir. Bu fonksiyonlar transistor  $[Z]$  parametreleri, kaynak ve yük sonlandırmaları cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Collins):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (3.25)$$

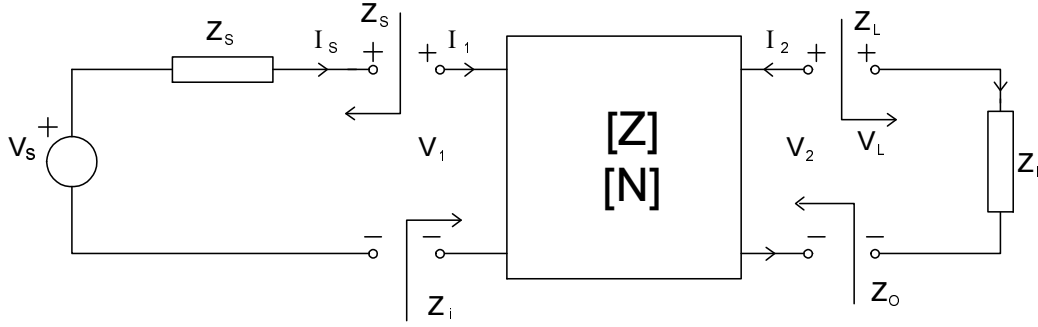
$$G_T \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{4R_s R_L |Z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_s)(z_{22} + Z_L) - z_{12} z_{21}|^2}$$

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F \{R_s, X_s\} = F_{\min} + \frac{R_N}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad (3.26)$$

$$V_i \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{1 + |\rho_i|^2}{1 - |\rho_i|^2}, \rho_i = \frac{Z_s - Z_i^*}{Z_s + Z_i} \quad (3.27)$$

Ayrıca, burada kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  pasif sonlandırmaları transistorun kararlı çalışmasını sağlayacak şekilde tayin edilmelidir:

$$\text{Re}\{Z_j\} \geq 0 \text{ ve } \text{Re}\{Z_0\} \geq 0 \quad (3.28)$$



Şekil 3.4 Mikrodalga transistorun iki-kapılı modeli

Tayin edilmiş  $Z_S$  ve  $Z_L$  sonlandırmaları, transistorlu kuvvetlendiricide verilen kaynak  $Z_g$  ve alıcı  $Z_r$  sonlandırmalarından sırası ile giriş ve çıkış uydurma devreleri ile elde edilirler. Bir kuvvetlendirici devresinde kullanılan uydurma devreleri aynı zamanda kayıpsız olmalı ve transistor için talep edilen çalışma bandını karşılamalıdır. Bu çalışmada uydurma devresi saçılma parametreleri, kayıpsızlık ve resiprosite koşullarını gerçekleyecek şekilde tayin edilmiştir. Bu uydurma devreleri, pratikte kolayca karşılanabilir değerlere sahip C kapasite ve L self elemanları ile tasarlanmıştır. Sonuç olarak kuvvetlendiricinin performansını tamamıyla aktif eleman tayin ettiği söylenilebilir.

### 3.3 Gürültü Fonksiyonu ve Gradientleri

Çok katlı devrelerde ilk katın gürültü faktörü tüm sistem için baskın rol oynadığından üzerinde önemle durulması gerekir. Kuvvetlendiricinin gürültü faktörü kaynak empedansı ve tranzistörün gürültü parametreleri cinsinden şu şekilde hesaplanır:

$$NF = F_M + \frac{R_N}{|Z_{op}|^2} \frac{|Z_s - Z_{op}|^2}{R_S} \quad (3.29)$$

Burada;

$Z_s$  =Tranzistörün gördüğü kaynak empedansı

$R_S$  =Real(  $Z$  )

$R_N$  =Eşdeğer gürültü direnci

$F_M$  =Minimum gürültü faktörü



$Z_{op}$  =Optimum kaynak empedansı

Tranzistörün gürültü faktörü;  $Z_{op}^*$  ile sonlandırılmış giriş uydurma devrelerinin transduser güç kazançları cinsinden aşağıdaki şekilde bulunur:

$R_{op} = \text{Re } al(Z_{op})$  olmak üzere

$$\left| Z_S + Z_{op}^* \right|^2 - \left| Z_S - Z_{op} \right|^2 = 4R_S R_{op} \quad (3.30)$$

$$\frac{\left| Z_S - Z_{op} \right|^2}{R_S} = \frac{\left| Z_S + Z_{op}^* \right|^2}{R_S} - 4R_{op} \quad (3.31)$$

$$G_{op} = \frac{P_L}{P_{in}} \quad G_T = \frac{P_L}{P_{avas}} = \frac{P_L}{P_{in}} \frac{P_{in}}{P_{avas}} \quad (3.32)$$

Giriş uydurma devresi pasif ve kayıpsız olduğundan  $\frac{P_1}{P_{in}}$  1'e eşittir.  $\frac{P_{in}}{P_{avas}}$  empedans uyumsuzluğuna eşittir. Bu durumda transduser güç kazancı  $Z$  ve  $Z_{op}^*$  cinsinden yazılırsa;

$$G_T = \frac{4R_S R_{op}}{\left| Z_S + Z_{op}^* \right|^2} \quad (3.33)$$

Son iki denklemden;

$$\frac{\left| Z_S - Z_{op} \right|^2}{R_S} = 4R_{op} \left( \frac{1}{G_T} - 1 \right) \quad (3.34)$$

elde edilir. Bu ifadeyi NF fonksiyonunda yerine koyarak gürültüden dolayı oluşan kaybı buluruz.

$$\frac{1}{G_T} = L_T = 1 + \frac{(NF - F_M) \left| Z_{op} \right|^2}{4R_N R_{op}} \quad (3.35)$$

Son olarak; hesaplanan NF değeri tranzistörün istenen  $NF_R$  değerinden küçük tutulmalıdır. Bu yüzden yukarıdaki ifadeden hesaplanan kayıp,  $NF = NF_R$  olduğunda hesaplanan kayıptan düşük olmalıdır.

Bu durumda sınırlayıcı fonksiyonu şu şekilde yazılabilir;

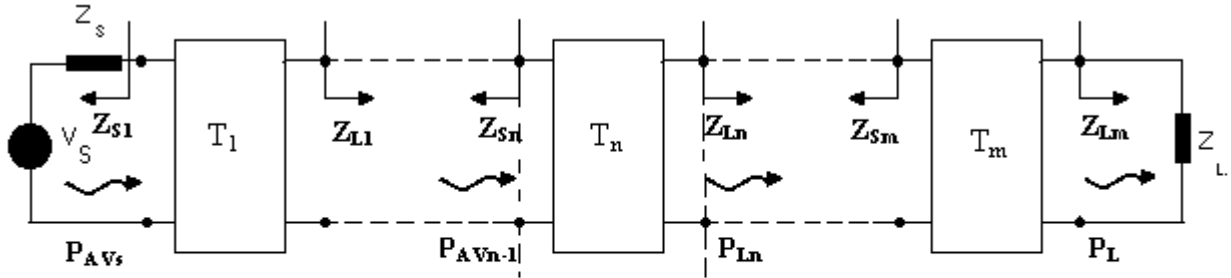
$$E_N = 1 + \frac{(NF - F_M) |Z_{op}|^2}{4R_N R_{op}} - \frac{1}{G_{Tc}} > 0 \quad (3.36)$$

Gürültü için tanımlanan sınırlandırma fonksiyonunun türevi;

$$\frac{\partial E_N}{\partial X_{nj}} = \frac{1}{G_{Tnc}} \cdot \frac{\partial G_{Tnc}}{\partial X_{nj}} \quad (3.37)$$

Yukarıdaki fonksiyonda  $E_N > 0$  olması; uydurma bloğunun hesaplanan kaybının, istenilen gürültü faktörünün öngördüğü kayıptan düşük olduğu anlamına gelir. Yani, kuvvetlendirici istenilen performansı göstermektedir.

### 3.4 VSWR Fonksiyonları ve Gradientleri



Şekil 3.5 Kaskad bağlı iki kapılının blok diyagramı

Kaynak tarafındaki giriş yansıtma katsayısı:

$$|\rho_i| = \frac{|Z_{i1} - Z_{S1}^*|}{|Z_{i1} + Z_{S1}|} \quad (3.38)$$

Burada  $Z_{i1}$  ve  $Z_{S1}$  sırasıyla ilk iki kapılının giriş ve kaynak empedanslarıdır.  $Z_{i1}$ 'in ikinci iki kapılının giriş empedansı ve birinci iki kapılının ABCD parametreleri cinsinden yazarsak

$$Z_{i1} = \frac{A_1 Z_{i2} + B}{C_1 Z_{i2} + D_1} \quad (3.39)$$

Bu denklem ilk denklemden yerine konular ve gerekli sadeleştirme yapılırsa

$$|\rho_i| = \left| \frac{A_1 - C_1 Z_{S1}^*}{A_1 + C_1 Z_{S1}} \right| \left| \frac{Z_{i2} + Z_{M2}}{Z_{i2} + Z_{S2}} \right| \quad (3.40)$$

Bulunan bu formülde

$$Z_{S2} = \frac{B_1 + D_1 Z_{S1}}{A_1 + C_1 Z_{S1}} \quad (3.41)$$

kaynak empedansı olduğunda ilk iki kapılının çıkış empedansı ve ikinci iki kapılının kaynak empedansıdır.

$$Z_{M2} = \frac{B_1 - D_1 Z_{S1}^*}{A_1 - C_1 Z_{S1}} \quad (3.42)$$

kaynak empedansı  $-Z_{S1}^*$  olduğunda ilk iki kapılının çıkış, ikinci iki kapılının kaynak empedansıdır. Aslında  $-Z_{M2}$  giriş kapısını konjuge uydurulmuş hale getiren yük empedansıdır. Yukarıdaki formülünden de görülebileceği gibi formülün sadece ikinci tarafı ikinci iki kapılının parametrelerine bağlıdır.  $-Z_{S1}^* = Z_{M1}$  koşulunu  $\rho_i$  formülünde yerine koyar ve formülün n. İki kapılı için genelleştirirsek;

$$|\rho_i| = \left| \frac{A_1 + C_1 Z_{M1}}{A_1 + C_1 Z_{S1}} \right| \left| \frac{A_2 + C_2 Z_{M2}}{A_2 + C_2 Z_{S2}} \right| \dots \left| \frac{A_{n-1} - C_{n-1} Z_{Mn-1}}{A_{n-1} + C_{n-1} Z_{Sn-1}} \right| \left| \frac{Z_m + Z_{Mn}}{Z_m + Z_{Sn}} \right| \quad (3.43)$$

Buradaki kaynak empedansı  $-Z_{S1}^*$  olduğunda  $i=1,2,\dots,n$  i. İki kapılının kaynak empedansını belirtir. Formülde ilk n-1 terim n. İki kapılının parametrelerinden bağımsız olduğundan formül aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\rho_i|^2 = K \left| \frac{Z_m + Z_{Mn}}{Z_m + Z_{Sn}} \right|^2 \quad (3.44)$$

Kaynak empedansı  $Z_{S1}$  olduğunda n. İki kapılının transduser güç kazancı aşağıdaki formülle

elde edilir.

$$G_{Tn} = \frac{4R_{Sn} R_{in}}{|Z_{in} + Z_{Sn}|^2} \quad (3.45)$$

Aynı şekilde kaynak empedansı  $Z_{M1} = -Z_{S1}^*$  olduğunda

$$G_{Mn} = \frac{4R_{Mn} R_{in}}{|Z_{Mn} + Z_{in}|^2} \quad (3.46)$$

Son üç formül uygun matematiksel işlemlerle birleştirildikten sonra aşağıdaki şekli alır.

$$|\rho_i|^2 = K \frac{R_{Mn} G_{Tn}}{R_{Sn} G_{Mn}} \quad (3.47)$$

$K$ ,  $R_{Sn}$ ,  $R_{Mn}$ ,  $n$ . İki kapılının parametrelerini içermesine rağmen  $G_{Tn}$  ve  $G_{Mn}$  içermektedir.

Bu durumda sınırlayıcı fonksiyonumuz aşağıdaki gibi olacaktır.

$$E_{Vi} = \log|\rho_{ir}|^2 - \log|\rho_i|^2 > 0 \quad (3.48)$$

bu fonksiyonun  $n$ . İki kapılılarına göre türevi

$$\frac{\partial E_{vi}}{\partial X_{nj}} = \frac{1}{G_{Mn}} \cdot \frac{\partial G_{Mn}}{\partial X_{nj}} - \frac{1}{G_{Tn}} \cdot \frac{\partial G_{Tn}}{\partial X_{nj}} \quad (3.49)$$

olarak elde edilir.

Çıkış yansımaya katsayısı giriş VSWR için kullandığımız aynı sebeplerden dolayı

$$\frac{\partial E_{vo}}{\partial X_{nj}} = \frac{1}{G_{Kn}} \cdot \frac{\partial G_{Kn}}{\partial X_{nj}} - \frac{1}{G_{Tn}} \cdot \frac{\partial G_{Tn}}{\partial X_{nj}} \quad (3.50)$$

bulunur.

## 4. MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİSİ GERÇEKLENEBİLİR TASARIM UZAYI

### 4.1 Mikrodalga Kuvvetlendiricisi Optimizasyonu İki Temel Problemi

Bir mühendislik en uygun şekle sokma probleminde genellikle iki temel problem ile karşılaşılır:

- i) “Gerçeklenebilir“ Tasarım Değişkenleri ve Hedefleri cinsinden “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı”nın tayini;
- ii) Optimizasyonu yöneten Hata (Amaç) fonksiyonunun “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı” içinde yer alan “Global Minimumu”nun tayini.

Bu çalışmadaki mikrodalga kuvvetlendiricisini en uygun şekle sokmada “Tasarım Değişkenleri Uzayı”,  $h$  polinomu katsayılarıdır. Bu çalışmada “Tasarım Hedef Uzayı” olarak öngörülen bir B çalışma bandı içinde, transduser güç kazancı  $G_T$ , gürültü faktörü  $F$  ve giriş VSWR  $V_i$  bileşenlerinden oluşmuştur ve sonucunda çok hedefli bir en uygun şekle sokma prosesi kullanılmaktadır.

Problemde söz konusu olan “Gerçeklenebilir Tasarım Uzayı” için “Tasarım Değişkenleri”;

- i) Kullanılan transistörün hedef çalışma bandı  $B$ 'yi,
- ii) Devrenin gerçekleştirileceği teknolojinin alt ve üst sınırlamaları ele alınarak;

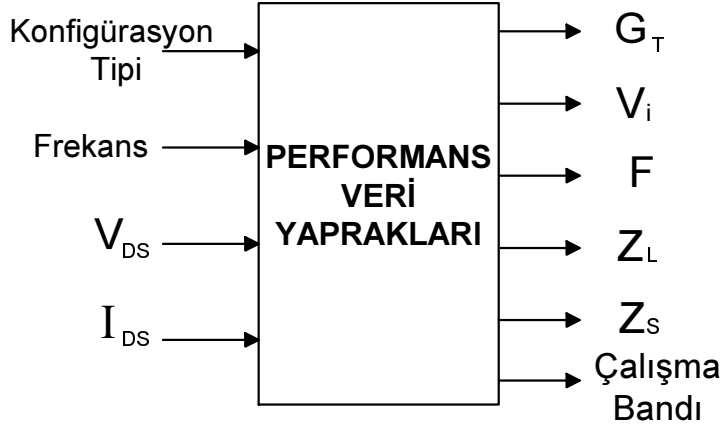
Ayrıca “Tasarım Hedefleri” de;

iii) Kullanılan transistör “Performans Karakterizasyonu” (Güneş, 1994) teorisi uygulanması sonucu,  $(C_T, V_{DS}, I_{DS}$  ve  $f)$  çalışma bölgesinde elde edilen uyumlu  $(F, V_i, G_T)$  üçlüleri ve

$(Z_S, Z_L)$  sonlandırmaları kullanılarak tayin edilmektedir.

### 4.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı Tayini: Performans Veri Sayfaları

Bir mikrodalga transistör kuvvetlendiricisi için “Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayı”, aktif elemanın “Performans Veri Sayfaları” olarak isimlendirilebilecek aşağıdaki “Kara Kutu” modeli ile elde edilebilir:

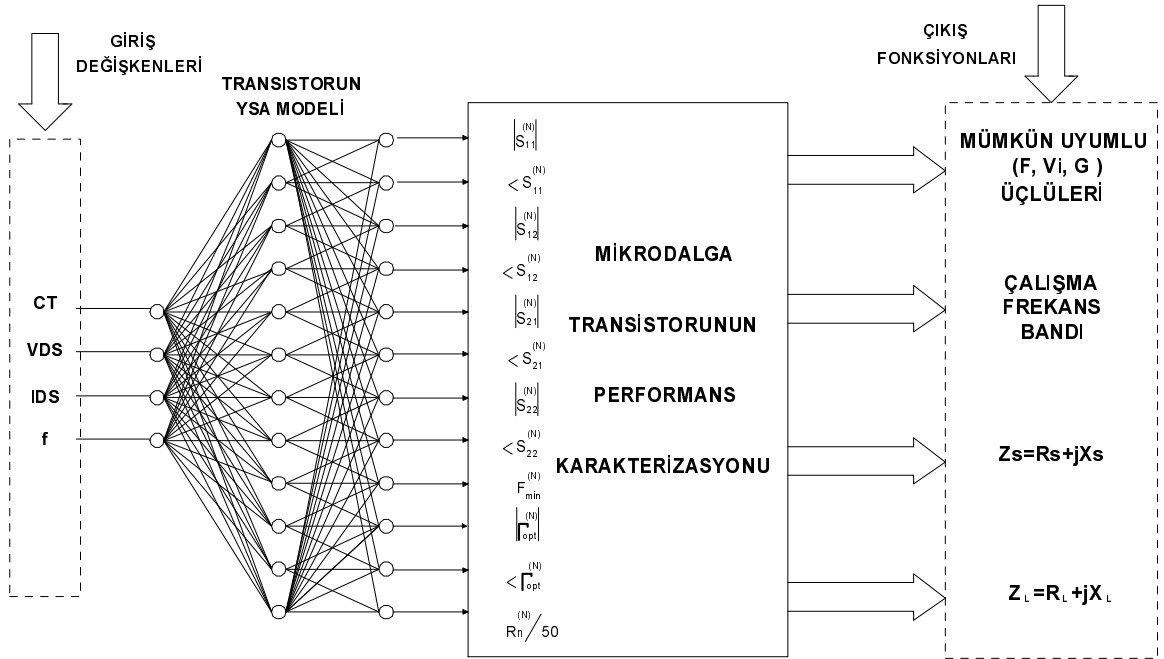


Şekil 4.1 Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarım uzayı "Kara-Kutu" modeli

Bu "Kara Kutu", iki alt bloktan oluşturulabilir:

- i) Transistorun "Soft" modeli,
- ii) "Performans Karakterizasyonu Teorisi"

İlk blok, transistorun işaret ve gürültü davranışını çalışma uzayının her noktasında tanımlamak fonksiyonunu görür ve "Yapay Sinir Ağı" hesaplama yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.



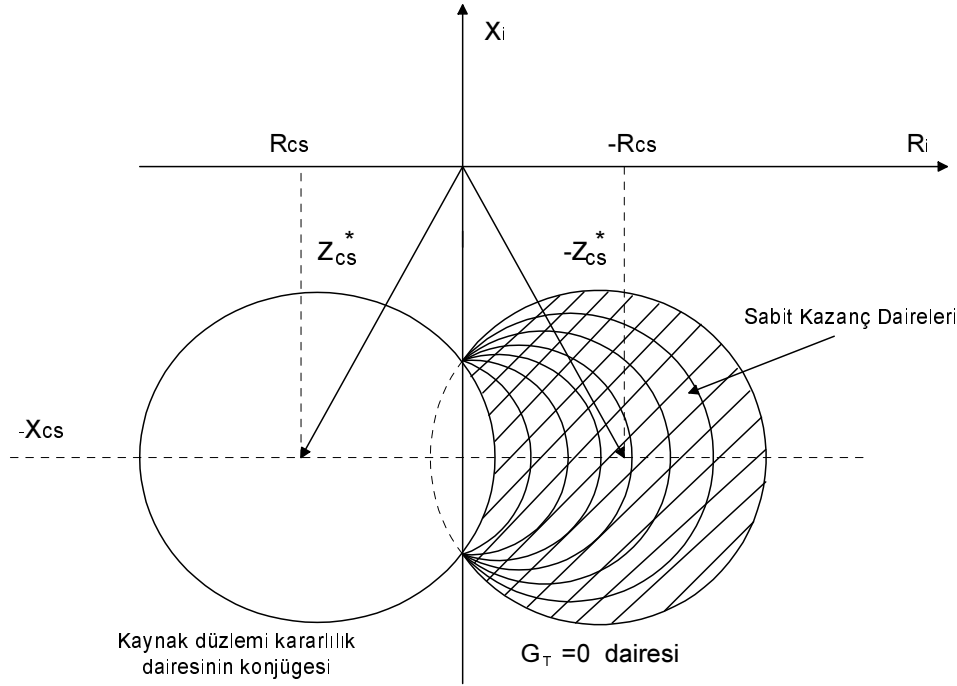
Şekil 4.2 "Performans veri sayfaları"nın "Yapay Sinir Ağı" blok diyagramı (Güneş, 2003)

## 5. TRANSİSTOR PERFORMANS KARAKTERİZASYONU

3.25–3.27 ile verilen transistor performans ölçü fonksiyonlarını eş zamanlı gerçekleyen  $(F, V_i, G_T)$  ve  $(Z_S, Z_L)$  fiziksel çözümleridir (Güneş, 1994, 1998, 2002). Fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşulları aşağıda verilmiştir:

$$F_{req} \geq F_{min}, V_{ireq} \geq 1, G_{Tmin} \leq G_{Treq} \leq G_{Tmax} \quad (5.1)$$

$Z_{Sreq}$  ve  $Z_{Lreq}$  sonlandırmaları transistörü “Kararlı Çalışma Bölgesi”ndeki pasif sonlandırmalardan seçilmelidir (Şekil 5,1):



Şekil 5.1 Giriş empedans düzleminde koşullu kararlı halde bir  $V_{ireq}$  ile sınırlandırılmış kazanç daireleri (Güneş, 1994)

Transistor performans karakterizasyonu kuvvetlendirici tasarımı için bir  $B=f_1-f_2$  çalışma bandında, aşağıdaki uyumlu  $(F, V_i, G_T)$  üçlülerini ve  $(Z_S, Z_L)$  sonlandırmalarını çıktı olarak vermektedir:

$$\left( F_{req}, V_{ireq}, G_{Tmax} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{Smax} = R_{Smax} + jX_{Smax} \\ Z_{Lmax} = R_{Lmax} + jX_{Lmax} \end{cases} \quad (5.2)$$

$$\left( F_{req}, V_{ireq}, G_{Tmin} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{Smin} = R_{Smin} + jX_{Smin} \\ Z_{Lmin} = R_{Lmin} + jX_{Lmin} \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\left( F_{req}, V_{i_{req}}, G_{T_{req}} \right) \Leftrightarrow \begin{cases} Z_{S_{req}} = R_{S_{req}} + jX_{S_{req}} \\ Z_{L_{req}} = R_{L_{req}} + jX_{L_{req}} \end{cases} \quad (5.4)$$

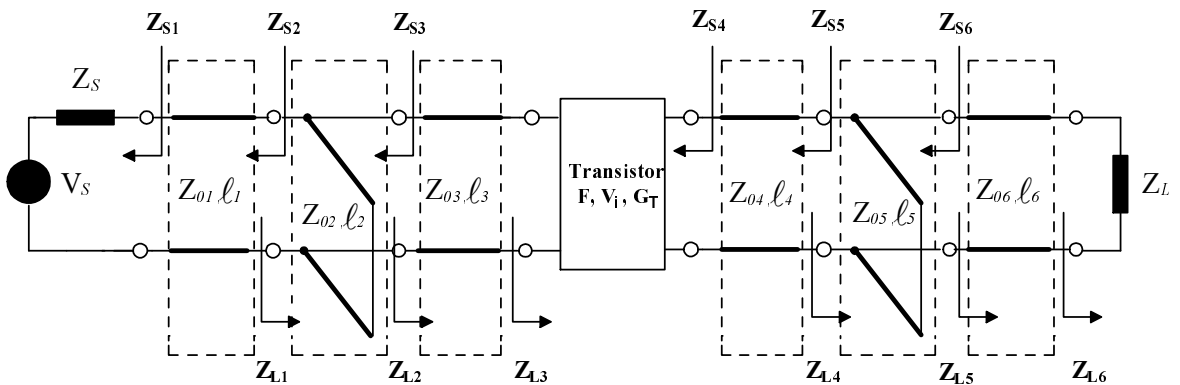


## 6. SİSTEM TANITIMI

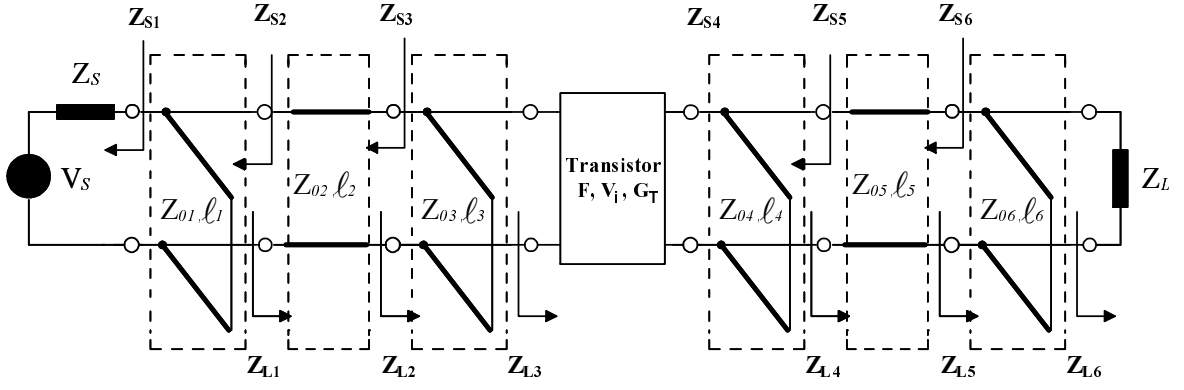
### 6.1 “T”, “Π” ve “L” Uydurma Devreleri ile Tek Transistorlu Temel Kuvvetlendirici Devreleri

Bu tezde ele alınan mikrodalga kuvvetlendirici devreleri iki-kapılı diyagramları Şekil 6.1-6.8’de verilmiştir ve her birinin giriş ve çıkışında sırasıyla aşağıdaki uydurma devreleri kullanılmıştır:

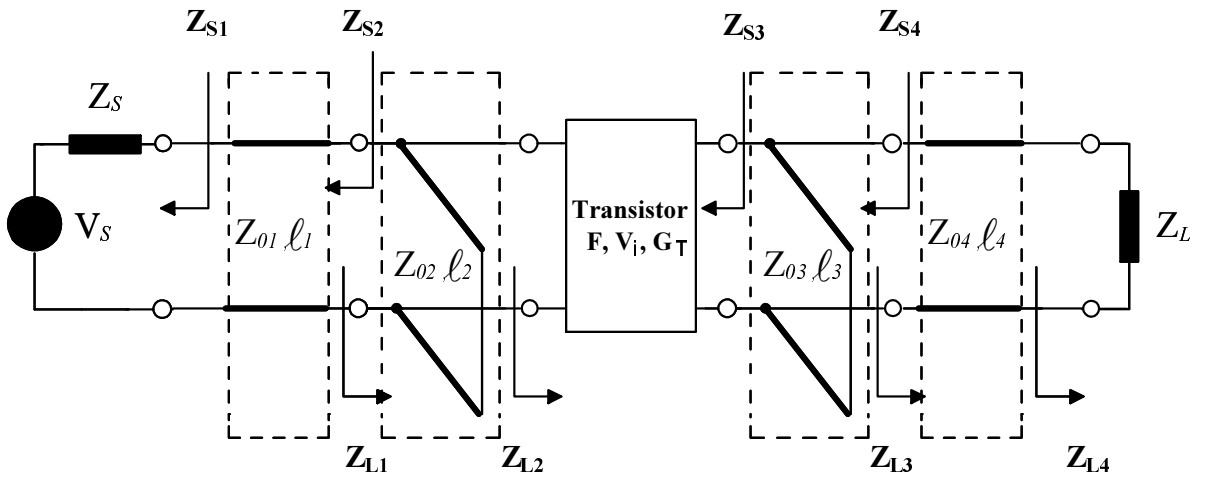
- 1: “T” tipi uydurma devreleri
- 2: “Π” tipi uydurma devreleri
- 3: “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 4: “L” tipi paralel+seri uydurma devreleri
- 5: Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 6: Giriş “Π” tipi çıkış “L” tipi seri+ paralel uydurma devreleri
- 7: Giriş “L” tipi paralel+seri tipi çıkış “T” tipi uydurma devreleri
- 8: Giriş “L” tipi paralel+seri tipi çıkış “Π” tipi uydurma devreleri



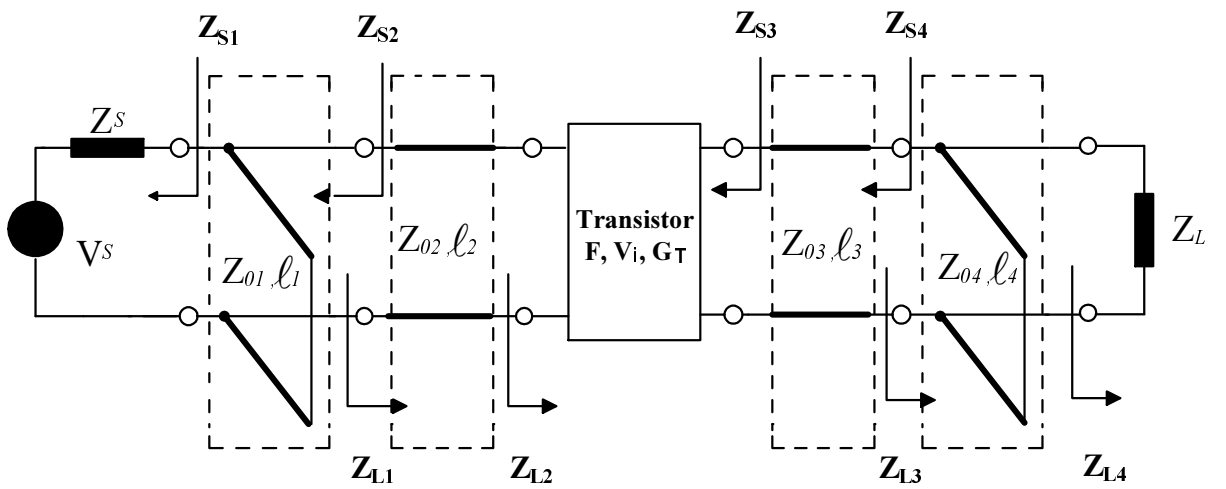
Şekil 6.1 T-tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



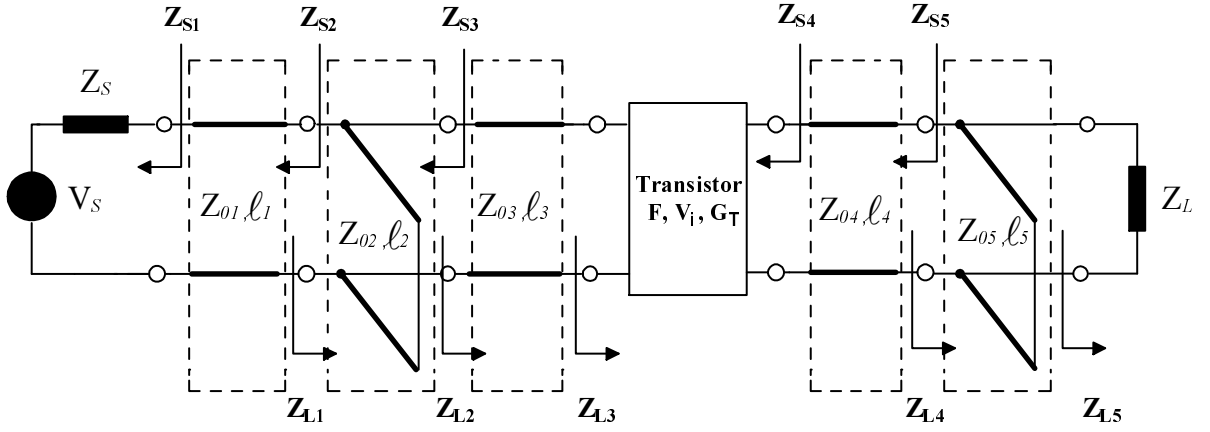
Şekil 6.2  $\Pi$ - tipi uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



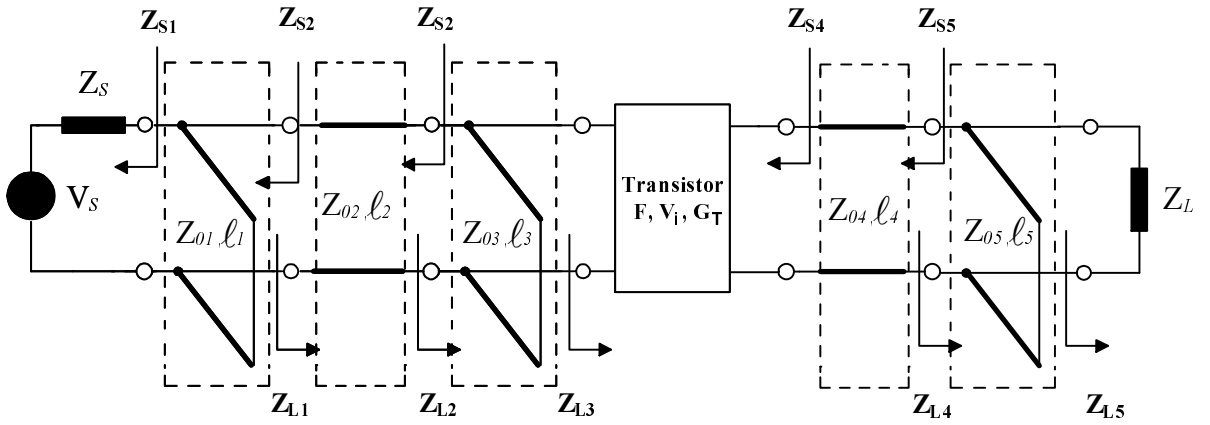
Şekil 6.3 L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



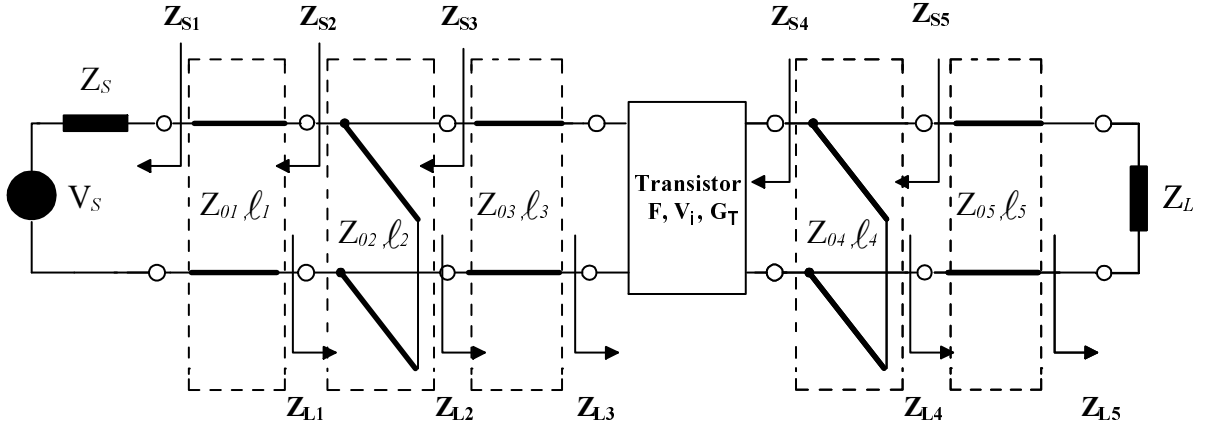
Şekil 6.4 L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



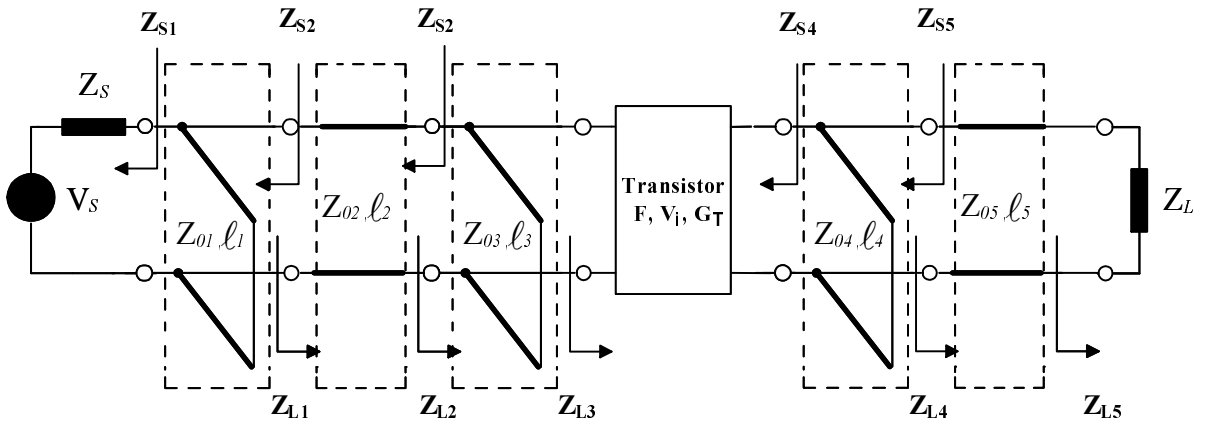
Şekil 6.5 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



Şekil 6.6 Giriş “II” tipi çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli tek transistorlu kuvvetlendirici



Şekil 6.7 Giriş “T” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici



Şekil 6.8 Giriş “Π” tipi çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli tek transistörli kuvvetlendirici

## 6.2 Temel Uydurma İki-Kapılıları

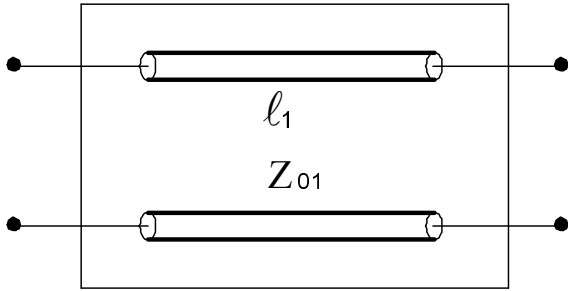
Her bir temel uydurma elemanı dağılmış parametrelili kayıpsız ve resiprok olup,  $Z_0$  karakteristik empedansı ve fiziksel uzunluk  $\ell$  parametreleri ile karakterize edilecektir. Buna göre iki tip temel transmisyon hat iki-kapılısı kullanılmıştır:

- 1: Seri transmisyon hat iki-kapılısı
- 2: Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

### 6.2.1 Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Seri transmisyon hat iki kapılısı, Şekli 6.9'da verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta \ell) & jZ_0 \sin(\beta \ell) \\ \frac{j \sin(\beta \ell)}{Z_0} & \cos(\beta \ell) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

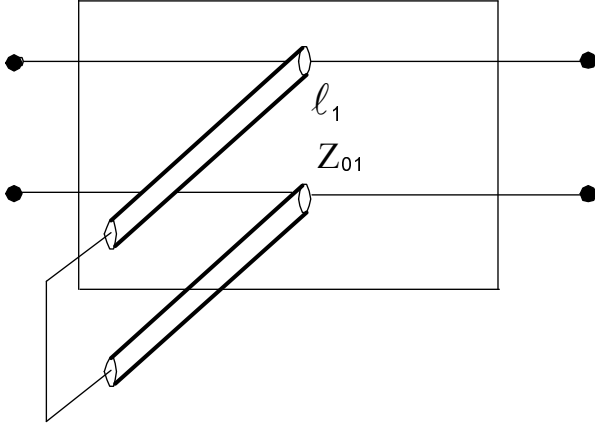


Şekil 6.9 Seri transmisyon hat iki-kapılısı

### 6.2.2 Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Paralel transmisyon hat iki kapılısı, Şekli 6.10'da verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdadır (Collins).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_0 \tan(\beta \ell)} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$



Şekil 6.10 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

### 6.3 Uydurma Devreleri

#### 6.3.1 “T” Devresi

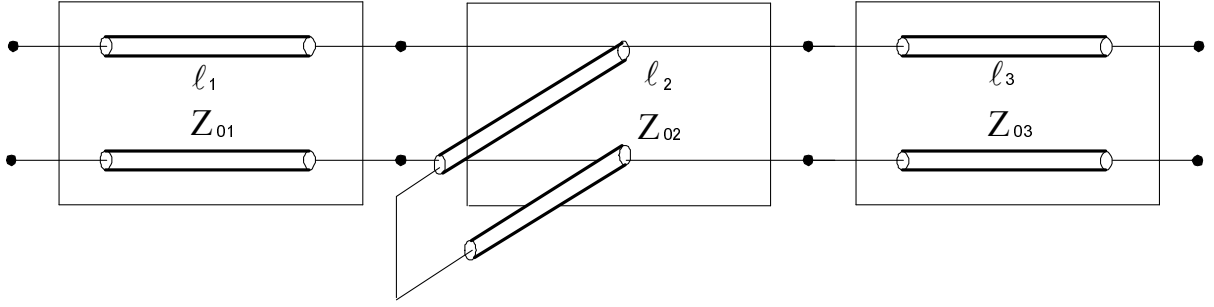
“T” devresi seri, paralel, seri hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 6.11):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (6.3)$$

(6.1) ve (6.2) nolu formülleri (6.3) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “T” devresi zincir parametreleri,

$$\begin{bmatrix} ABCD \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_1) \cdot \cos(\beta l_3) & 0 \\ \frac{j \cdot \sin(\beta l_1) \cdot \sin(\beta l_3)}{\tan(\beta l_2) \cdot Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta l_1) \cdot \cos(\beta l_3) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 6.11 “T” tipi uydurma devresi

### 6.3.2 “Π” Devresi

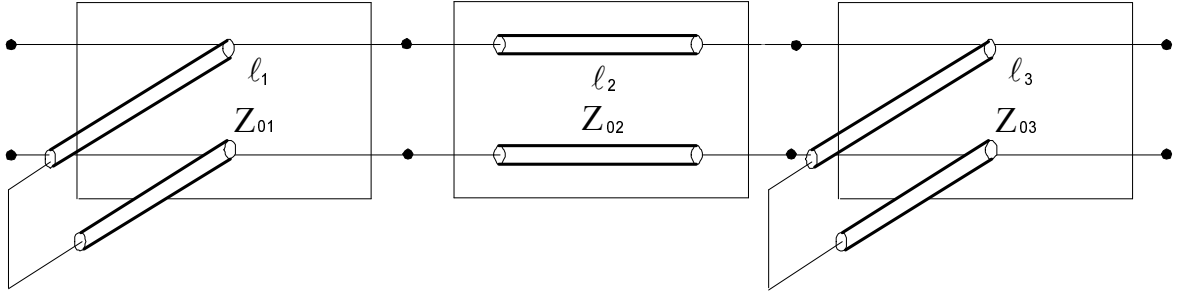
“Π” devresi paralel, seri, paralel hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 6.12):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{pi} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} x \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (6.5)$$

(6.1) ve (6.2) nolu formülleri (6.5) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “Π” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_{pi} = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_2) & 0 \\ -\frac{j \cdot \sin(\beta \ell_2)}{\tan(\beta \ell_1) \cdot \tan(\beta \ell_3) Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta \ell_2) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 6.12 “II” tipi uydurma devresi

### 6.3.3 Paralel + Seri “L” Devresi

Paralel+seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu oluştuğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 6.13):

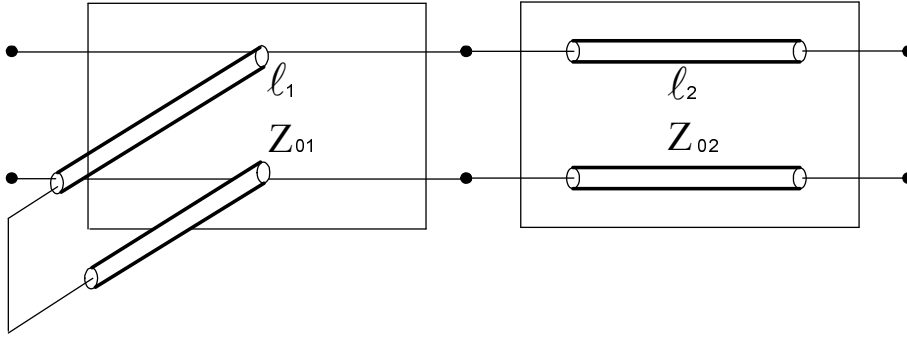
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_L = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (6.7)$$

(6.1) ve (6.2) nolu formülleri (6.7) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_2) & 0 \\ \frac{\sin(\beta l_2)}{\tan(\beta l_1)Z_{01}Z_{02}} & \cos(\beta l_2) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

olarak bulunur.





Şekil 6.13 Paralel + Seri “L” uydurma devresi

### 6.3.4 Seri + Paralel “L” Devresi

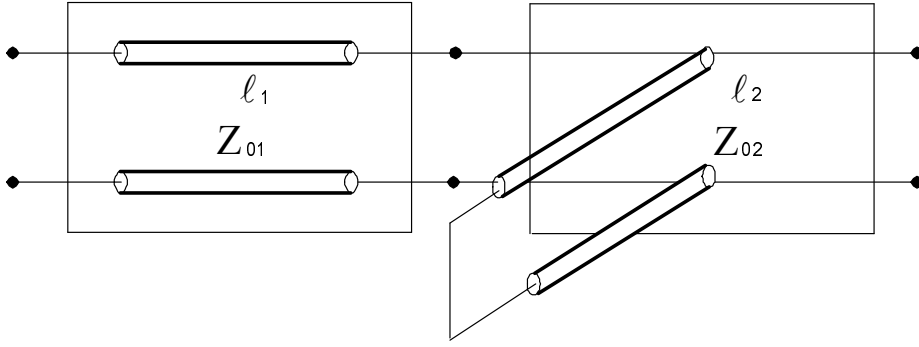
Paralel + seri “L” devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu olduğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 6.14):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (6.9)$$

(6.1) ve (6.2) nolu formülleri (6.9) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden “L” devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_1) & 0 \\ \frac{\sin(\beta l_1)}{\tan(\beta l_2)Z_{01}Z_{02}} & \cos(\beta l_1) \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

olarak bulunur.



Şekil 6.14 Seri + Paralel transmisyon hattı

## 6.4 Aktif Eleman Karakterizasyonu ve Performans Ölçü Fonksiyonları

### 6.4.1 Transistor Performans Ölçü Fonksiyonları

Bir transistor iki-kapılı performansı genellikle üç temel fonksiyon ile ölçülebilir: Transducer Güç Kazancı  $G_T$ , Gürültü faktörü  $F$  ve Giriş VSWR fonksiyonu  $V_i$  'dir. Bu fonksiyonlar transistor  $[Z]$  parametreleri, kaynak ve yük sonlandırmaları cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Collins):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (6.11)$$

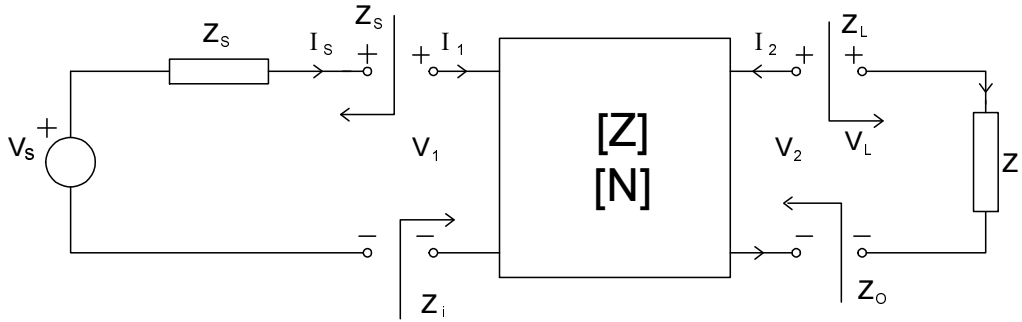
$$G_T \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{4R_s R_L |Z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_s)(z_{22} + Z_L) - z_{12} z_{21}|^2}$$

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F \{R_s, X_s\} = F_{\min} + \frac{R_N}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_s - Z_{opt}|^2}{R_s} \quad (6.12)$$

$$\text{Giriş VSWR} = V_i \{R_s, X_s, R_L, X_L\} = \frac{1 + |\rho_i|^2}{1 - |\rho_i|^2}, \rho_i = \frac{Z_s - Z_i^*}{Z_s + Z_i} \quad (6.13)$$

Ayrıca, burada kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  pasif sonlandırmaları transistorun kararlı çalışmasını sağlayacak şekilde tayin edilmelidir:

$$\text{Re}\{Z_i\} \geq 0, \text{ ve } \text{Re}\{Z_o\} \geq 0$$



Şekil 6.15 Mikrodalga transistorun iki-kapılı modeli

Tayin edilmiş  $Z_S$  ve  $Z_L$  sonlandırmaları, transistorlu kuvvetlendiricide verilen kaynak  $Z_g$  ve alıcı  $Z_r$  sonlandırmalarından sırası ile giriş ve çıkış uydurma devreleri ile elde edilirler. Bir kuvvetlendirici devresinde kullanılan uydurma devreleri aynı zamanda kayıpsız olmalı ve transistor için talep edilen çalışma bandını karşılamalıdır. Bu çalışmada uydurma devrelerinde kayıpsız ve resiprok dağılmış parametrelili elemanlar -transmisyon hat parçaları- kullanılmıştır. Sonuç olarak kuvvetlendiricinin performansını tamamiyle aktif eleman tayin ettiği söylenilebilir.

## 7. KASKAD BAĞLI İKİ KAPILININ ZİNCİR DUYARLILIK MATRİSİ YAKLAŞIMI ile KAZANÇ DUYARLILIK ANALİZİ

M adet kaskad bağlı iki kapılı zincir matrisi :

$$E = E_1 \cdot E_2 \cdot \dots \cdot E_{n+1} \cdot E_n \cdot E_{n+1} \cdot \dots \cdot E_m \quad (7.1)$$

olarak ifade edilebilir ( Dobrowolski, 1991 ).

Burada  $E_n$ , n. alt iki-kapılı için zincir matrisidir. E zincir matrisi 2m adet değişkene bağlıdır ve bu değişkenler dağılmış parametrelili bir mikrodalga kuvvetlendiricisi için

$$x = [\ell_1, Z_{01}, \ell_2, Z_{02}, \dots, \ell_m, Z_{0m}] \quad (7.2)$$

şeklindedir.

Eğer n. alt iki-kapılı için değişkeni  $x_n$  olarak alırsak, E zincir matrisinin  $x_n$

değişkenine göre duyarlılığı:

$$\frac{\partial E}{\partial x_n} = E_1 \cdot E_2 \cdot \dots \cdot E_{n-1} \cdot \frac{\partial E_n}{\partial x_n} \cdot E_{n+1} \cdot \dots \cdot E_m \quad (7.3)$$

olarak tanımlanabilir.

Bir iki- kapılı ABCD parametreleri cinsinden  $G_T$  aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$G_T = \frac{4R_S R_L}{P} \quad (7.4)$$

Burada,

$$P = |AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)|^2 \quad (7.5)$$

ifadeyi açarsak,

$$P = (AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D))(AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D))^* \quad (7.6)$$

şeklinde ifade edebiliriz ve

$$M = (AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)) \quad (7.7)$$

olarak tanımlarsak,

$$P = (M)(M)^* \quad (7.8)$$

haline gelir. Burada,

$$T_{i(1..4)}^\Delta = A, B, C, D \quad (7.9)$$

$$T_{i(1.4)}^* = A^*, B^*, C^*, D^* \quad (7.10)$$

şeklinde tanımlanabilir.

Buna göre  $G_T$  Kazanç fonksiyonunun bir  $x_n$  devre parametresine göre duyarlılığı :

$$\frac{\partial G_T}{\partial x_n} = \sum_{i=1}^4 \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \frac{\partial T_i}{\partial x_n} + \sum_{i=1}^4 \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \frac{\partial T_i^*}{\partial x_n} \quad (7.11)$$

şeklinde yazılabilir, burada  $T_i$  eşdeğer iki- kapılı devrenin bir zincir parametresidir.

Kazanç duyarlılık foksiyonu matrisiyel formda da,

$$\frac{\partial G_T}{\partial x_n} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] \left[ \frac{\partial T_i}{\partial x_n} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] \left[ \frac{\partial T_i^*}{\partial x_n} \right] \quad (7.12)$$

şeklinde ifade edilebilir, burada

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L M^* & M^* & Z_S Z_L M^* & Z_S M^* \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L^* M & M & Z_S^* Z_L^* M & Z_S^* M \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial x_n} \right] = \left[ \frac{\partial E(1,1)}{\partial x_n} \quad \frac{\partial E(1,2)}{\partial x_n} \quad \frac{\partial E(2,1)}{\partial x_n} \quad \frac{\partial E(2,2)}{\partial x_n} \right]^T \quad (7.15)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i^*}{\partial x_n} \right] = \left[ \frac{\partial T_i}{\partial x_n} \right]^* \quad (7.16)$$

şeklinde ifade edilebilir.

## 7.1 Uygulama: Dağılım Parametrelili Mikrodalga Kuvvetlendiricisinin Pasif Değişkenlere Göre Kazanç Duyarlılığı

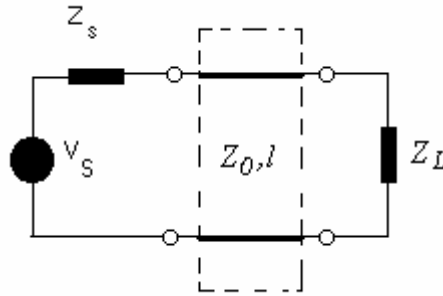
(7.12) ile verilen kazanç duyarlılık fonksiyonunda  $x_n$  Seri yada Paralel - Hattın ( $\ell$ )

fiziksel uzunluğu veya  $Z_0$  karakteristik empedansıdır.

Aşağıda sırasıyla Seri, Paralel – Hat ve bunların kombinasyonlarından oluşan devreler

için pasif değişkenlere göre duyarlılıklar hesaplanmaktadır.

### 7.1.1 Bir Seri – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi



Şekil 7.1 Seri – Hat devresi

$$[E] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

En genel hali ABCD parametreleri (7.6)' deki şekilde ifade edilebilir.

$$[E] = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell & jZ_0 \sin \beta \ell \\ \frac{j \sin \beta \ell}{Z_0} & \cos \beta \ell \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

$$\left[ \frac{\partial E}{\partial \ell} \right] = \begin{bmatrix} -\beta \sin \beta \ell & jZ_0 \beta \cos \beta \ell \\ \frac{j\beta \cos \beta \ell}{Z_0} & -\beta \sin \beta \ell \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$\left[ \frac{\partial E}{\partial Z_0} \right] = \begin{bmatrix} 0 & j \sin \beta \ell \\ -\frac{j \sin \beta \ell}{Z_0^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

şeklindedir. Ayrıca,

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L M_s^* & M_s^* & Z_S Z_L M_s^* & Z_S M_s^* \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L^* M_s & M_s & Z_S^* Z_L^* M_s & Z_S^* M_s \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

şeklinde gösterilebilir.

### 7.1.1.1 Kazancın Seri - Hat Uzunluğu ( $\ell$ )' e Göre Duyarlılığı

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] \left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] \left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial \ell} \right] \quad (7.23)$$

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right] = \begin{bmatrix} -\beta \sin \beta \ell & jZ_0 \beta \cos \beta \ell & \frac{j\beta \cos \beta \ell}{Z_0} & -\beta \sin \beta \ell \end{bmatrix}^T \quad (7.24)$$

$$\left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial \ell} \right] = \left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right]^* \quad (7.25)$$

özelliği ile;

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right]^* = \begin{bmatrix} -\beta \sin \beta \ell & -jZ_0 \beta \cos \beta \ell & -\frac{j\beta \cos \beta \ell}{Z_0} & -\beta \sin \beta \ell \end{bmatrix}^T \quad (7.26)$$



şeklindedir, buradan hareketle duyarlılık,

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell} = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left\{ \begin{bmatrix} Z_L M_s^* & M_s^* & Z_S Z_L M_s^* & Z_S M_s^* \end{bmatrix} \right. \quad (7.27)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} -\beta \sin \beta \ell & jZ_0 \beta \cos \beta \ell & \frac{j\beta \cos \beta \ell}{Z_0} & -\beta \sin \beta \ell \end{bmatrix}^T$$

$$- \begin{bmatrix} Z_L^* M_s & M_s & Z_S^* Z_L^* M_s & Z_S^* M_s \end{bmatrix}$$

$$\cdot \left. \begin{bmatrix} -\beta \sin \beta \ell & -jZ_0 \beta \cos \beta \ell & -\frac{j\beta \cos \beta \ell}{Z_0} & -\beta \sin \beta \ell \end{bmatrix}^T \right\}$$

şeklinde ifade edilebilir.

### 7.1.1.2 Kazancın Seri- Hat Karakteristik Empedansı ( $Z_0$ )' ya Göre Duyarlılığı

$$\frac{\partial G_T}{\partial Z_0} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] \left[ \frac{\partial T_I}{\partial Z_0} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] \left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial Z_0} \right] \quad (7.28)$$

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial Z_0} \right] = \begin{bmatrix} 0 & j \sin \beta \ell & -\frac{j \sin \beta \ell}{Z_0^2} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7.29)$$

şeklindedir.

$$\left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial Z_0} \right] = \left[ \frac{\partial T_I}{\partial Z_0} \right]^* \quad (7.30)$$

özelliği ile;

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial Z_0} \right]^* = \left[ 0 \quad -j \sin \beta \ell \quad \frac{j \sin \beta \ell}{Z_0^2} \quad 0 \right]^T \quad (7.31)$$

$$\frac{\partial G_T}{\partial Z_0} = \frac{-4R_S R_L}{P^2} \left\{ \begin{bmatrix} Z_L M_s^* & M_s^* & Z_S Z_L M_s^* & Z_S M_s^* \end{bmatrix} \right. \quad (7.32)$$

$$\left. \begin{aligned} & \left[ 0 \quad j \sin \beta \ell \quad -\frac{j \sin \beta \ell}{Z_0^2} \quad 0 \right]^T \\ & - \left[ Z_L^* M_s \quad M_s \quad Z_S^* Z_L^* M_s \quad Z_S^* M_s \right] \\ & \left. \left[ 0 \quad -j \sin \beta \ell \quad \frac{j \sin \beta \ell}{Z_0^2} \quad 0 \right]^T \right\} \end{aligned}$$

### 7.1.2 Bir Paralel - Hat İki - Kapılısının Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi

Şekil 7.2 Paralel – Hat devresi

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_0 \tan \beta \ell} & 1 \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

ABCD parametrelerinin Paralel - Hat parametrelerine ( $\ell$ ,  $Z_0$ ) göre türevleri,

$$\left[ \frac{\partial E}{\partial \ell} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{j\beta}{Z_0 \sin^2 \beta \ell} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

$$\left[ \frac{\partial E}{\partial Z_0} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{j}{Z_0^2 \tan \beta \ell} & 0 \end{bmatrix} \quad (7.35)$$

şeklindedir. Ayrıca,

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L M_p^* & M_p^* & Z_S Z_L M_p^* & Z_S M_p^* \end{bmatrix} \quad (7.36)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} \begin{bmatrix} Z_L^* M_p & M_p & Z_S^* Z_L^* M_p & Z_S^* M_p \end{bmatrix} \quad (7.37)$$

şeklinde ifade edilebilir.

### 7.1.2.1 Kazancın Paralel - Hat Parametresi $\ell$ e Göre Duyarlılığı

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] \left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] \left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial \ell} \right] \quad (7.38)$$

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right] = \left[ 0 \quad 0 \quad \frac{j\beta}{Z_0 \sin^2 \beta \ell} \quad 0 \right]^T \quad (7.39)$$

$$\left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell} \right]^* = \left[ 0 \quad 0 \quad -\frac{j\beta}{Z_0 \sin^2 \beta \ell} \quad 0 \right]^T \quad (7.40)$$

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell} = \frac{-4R_S R_L}{p^2} \left\{ \begin{bmatrix} Z_L M_p^* & M_p^* & Z_S Z_L M_p^* & Z_S M_p^* \end{bmatrix} \right. \quad (7.41)$$

$$\left. \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{j\beta}{Z_0 \sin^2 \beta \ell} & 0 \end{bmatrix}^T \right. \\ \left. - \begin{bmatrix} Z_L^* M_p & M_p & Z_S^* Z_L^* M_p & Z_S^* M_p \end{bmatrix} \right. \\ \left. \left[ 0 \quad 0 \quad -\frac{j\beta}{Z_0 \sin^2 \beta \ell} \quad 0 \right]^T \right\}$$

### 7.1.2.2 Kazancın Paralel - Hat Parametresi $Z_0$ ' ya Göre Duyarlılığı

$$\frac{\partial G_T}{\partial Z_0} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] \left[ \frac{\partial T_I}{\partial Z_0} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] \left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial Z_0} \right] \quad (7.42)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_0} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{j}{Z_0^2 \tan \beta \ell} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7.43)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_0} \right]^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{j}{Z_0^2 \tan \beta \ell} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7.44)$$

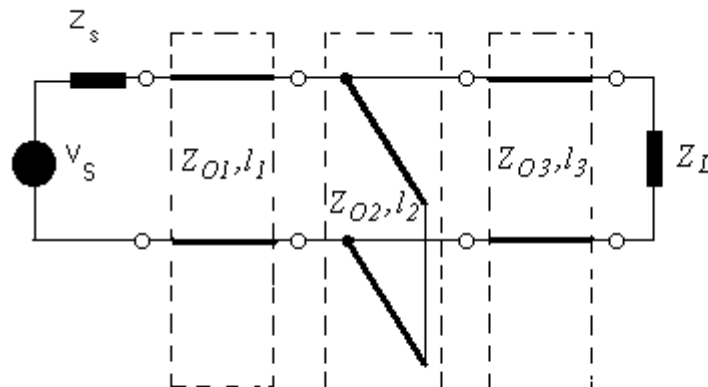
$$\frac{\partial G_T}{\partial Z_0} = \frac{-4R_S R_L}{P^2} \left\{ \left[ Z_L M_p^* \quad M_p^* \quad Z_S Z_L M_p^* \quad Z_S M_p^* \right] \right. \quad (7.45)$$

$$\left. \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{j}{Z_0^2 \tan \beta \ell} & 0 \end{bmatrix}^T \right.$$

$$\left. - \left[ Z_L^* M_p \quad M_p \quad Z_S^* Z_L^* M_p \quad Z_S^* M_p \right] \right.$$

$$\left. \left. \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{j}{Z_0^2 \tan \beta \ell} & 0 \end{bmatrix}^T \right\} \right.$$

### 7.1.3 Bir T - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi



Şekil 7.3 T- Tipi devre

Toplam üç kattan oluşmuş olan T - Tipi devrenin ABCD parametreleri

hesaplanırken ayrı ayrı üç hattın hesabı yapılır (Seri veya Paralel) ve aşağıda da

formülize edildiği gibi çarpılıp eşdeğeri bulunur.

$$[E_T] = \begin{bmatrix} \text{seri} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_1 \times \begin{bmatrix} \text{şönt} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_2 \times \begin{bmatrix} \text{seri} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_3 \quad (7.46)$$

$$[E_T] = [E_1][E_2][E_3] \quad (7.47)$$

$$[E_T] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_T(1,1) & E_T(1,2) \\ E_T(2,1) & E_T(2,2) \end{bmatrix} \quad (7.48)$$

$$[E_1] = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_1 & jZ_{01} \sin \beta \ell_1 \\ \frac{j \sin \beta \ell_1}{Z_{01}} & \cos \beta \ell_1 \end{bmatrix} \quad (1. \text{Seri - Hat}) \quad (7.49)$$

$$[E_3] = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_3 & jZ_{03} \sin \beta \ell_3 \\ \frac{j \sin \beta \ell_3}{Z_{03}} & \cos \beta \ell_3 \end{bmatrix} \quad (2. \text{Seri - Hat}) \quad (7.50)$$

$$[E_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_{02} \tan \beta \ell_2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1. \text{Paralel - Hat}) \quad (7.51)$$

$$[E_1]^* = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_1 & -jZ_{01} \sin \beta \ell_1 \\ -\frac{j \sin \beta \ell_1}{Z_{01}} & \cos \beta \ell_1 \end{bmatrix} \quad (1. \text{Seri - Hat}) \quad (7.52)$$

$$[E_3]^* = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_3 & -jZ_0 \sin \beta \ell_3 \\ -\frac{j \sin \beta \ell_3}{Z_0} & \cos \beta \ell_3 \end{bmatrix} \text{ (2. Seri - Hat)} \quad (7.53)$$

$$[E_2]^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_{02} \tan \beta \ell_2} & 1 \end{bmatrix} \text{ (1.Paralel - Hat)} \quad (7.54)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} [Z_L M_T^* \quad M_T^* \quad Z_S Z_L M_T^* \quad Z_S M_T^*] \quad (7.55)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} [Z_L^* M_T \quad M_T \quad Z_S^* Z_L^* M_T \quad Z_S^* M_T] \quad (7.56)$$

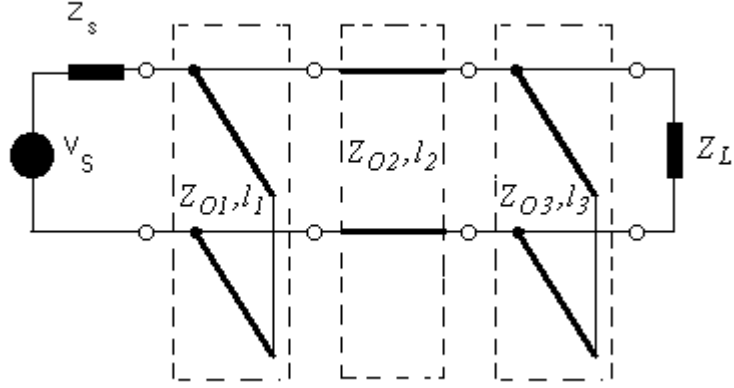
$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_{n(1,2,3)}} \right] = \left[ E_{T_{\ell n}}(1,1) \quad E_{T_{\ell n}}(1,2) \quad E_{T_{\ell n}}(2,1) \quad E_{T_{\ell n}}(2,2) \right]^T \quad (7.57)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_{n(1,2,3)}} \right]^* = \left[ E_{T_{\ell n}}(1,1)^* \quad E_{T_{\ell n}}(1,2)^* \quad E_{T_{\ell n}}(2,1)^* \quad E_{T_{\ell n}}(2,2)^* \right]^T \quad (7.58)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{On(1,2,3)}} \right] = \left[ E_{T_{ZOn}}(1,1) \quad E_{T_{ZOn}}(1,2) \quad E_{T_{ZOn}}(2,1) \quad E_{T_{ZOn}}(2,2) \right]^T \quad (7.59)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{On(1,2,3)}} \right]^* = \left[ E_{T_{ZOn}}(1,1)^* \quad E_{T_{ZOn}}(1,2)^* \quad E_{T_{ZOn}}(2,1)^* \quad E_{T_{ZOn}}(2,2)^* \right]^T \quad (7.60)$$

### 7.1.4 Bir $\Pi$ - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıklarının ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi



Şekil 7.4  $\Pi$  - Tipi devre

Toplam üç kattan oluşmuş olan  $\Pi$  - Tipi devrenin ABCD parametreleri hesaplanırken ayrı ayrı üç hattın hesabı yapılır (Seri veya Paralel) ve aşağıda da formülize edildiği gibi çarpılıp eşdeğeri bulunur.

$$[E_{\Pi}] = \begin{bmatrix} \text{paralel} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_1 \times \begin{bmatrix} \text{seri} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_2 \times \begin{bmatrix} \text{paralel} \\ \text{hat} \end{bmatrix}_3 \quad (7.87)$$

$$[E_{\Pi}] = [E_1][E_2][E_3] \quad (7.88)$$

$$[E_{\Pi}] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E(1,1) & E(1,2) \\ E(2,1) & E(2,2) \end{bmatrix} \quad (7.89)$$

$$[E_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_{O1} \tan \beta l_1} & 1 \end{bmatrix} \quad (1. \text{ Paralel - Hat}) \quad (7.90)$$



$$[E_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_{03} \tan \beta \ell_3} & 1 \end{bmatrix} \text{ (2. Paralel - Hat)} \quad (7.91)$$

$$[E_2] = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_2 & jZ_{02} \sin \beta \ell_2 \\ \frac{j \sin \beta \ell_2}{Z_{02}} & \cos \beta \ell_2 \end{bmatrix} \text{ (1. Seri - Hat)} \quad (7.92)$$

$$[E_1]^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_{01} \tan \beta \ell_1} & 1 \end{bmatrix} \text{ (1. Paralel - Hat)} \quad (7.93)$$

$$[E_3]^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_{03} \tan \beta \ell_3} & 1 \end{bmatrix} \text{ (2. Paralel - Hat)} \quad (7.94)$$

$$[E_2]^* = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell_2 & -jZ_{03} \sin \beta \ell_2 \\ -\frac{j \sin \beta \ell_2}{Z_{02}} & \cos \beta \ell_2 \end{bmatrix} \text{ (1. Seri - Hat)} \quad (7.95)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_1} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} [Z_L M_{\Pi}^* \quad M_{\Pi}^* \quad Z_S Z_L M_{\Pi}^* \quad Z_S M_{\Pi}^*] \quad (7.96)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_1^*} \right] = \frac{-4R_S R_L}{P^2} [Z_L^* M_{\Pi} \quad M_{\Pi} \quad Z_S^* Z_L^* M_{\Pi} \quad Z_S^* M_{\Pi}] \quad (7.97)$$

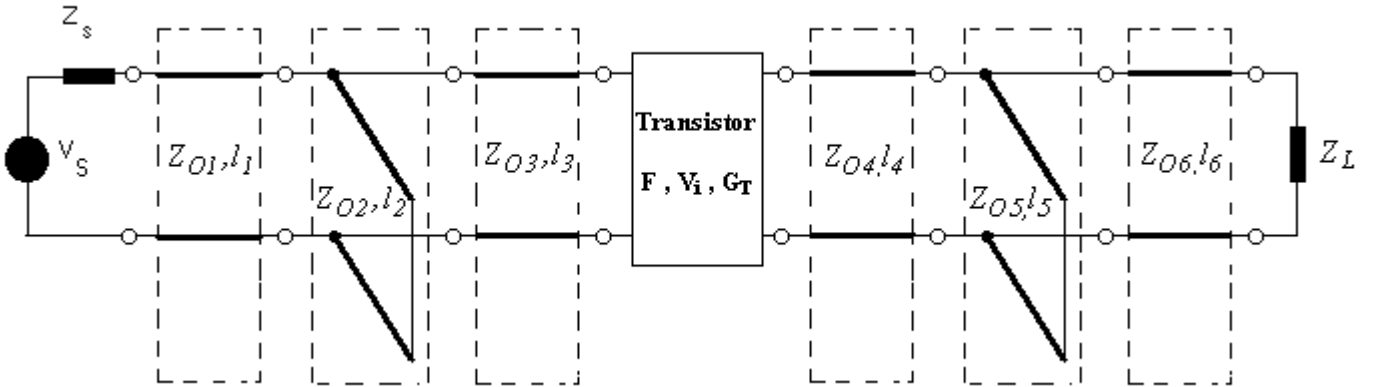
$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_{n(1,2,3)}} \right] = \left[ E_{\Pi_{\ell_n}}(1,1) \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(1,2) \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(2,1) \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(2,2) \right]^T \quad (7.98)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_{n(1,2,3)}} \right]^* = \left[ E_{\Pi_{\ell_n}}(1,1)^* \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(1,2)^* \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(2,1)^* \quad E_{\Pi_{\ell_n}}(2,2)^* \right]^T \quad (7.99)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{On(1,2,3)}} \right] = \left[ E_{\Pi_{Z_{On}}}(1,1) \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(1,2) \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(2,1) \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(2,2) \right]^T \quad (7.100)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{On(1,2,3)}} \right]^* = \left[ E_{\Pi_{Z_{On}}}(1,1)^* \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(1,2)^* \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(2,1)^* \quad E_{\Pi_{Z_{On}}}(2,2)^* \right]^T \quad (7.101)$$

### 7.1.5 IMC(T-Tipi)-Transistor-OMC(T-Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıkları ABCD Parametreleri ile Temsil Edilmesi



Şekil 7.5 IMC(T - Tipi) – Transistor – OMC(T – Tipi) devresi

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left[ Z_L M_{TT}^* \quad M_{TT}^* \quad Z_S Z_L M_{TT}^* \quad Z_S M_{TT}^* \right] \quad (7.102)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left[ Z_L^* M_{TT} \quad M_{TT} \quad Z_S^* Z_L^* M_{TT} \quad Z_S^* M_{TT} \right] \quad (7.103)$$

$$E_{TT} = E_1 \ E_2 \ E_3 \ E_T \ E_4 \ E_5 \ E_6 \quad (7.104)$$

$$A = E(1,1) , B = E(1,2) , C = E(2,1) , D = E(2,2) \quad (7.105)$$

### 7.1.5.1 Kazancın İlk Kat Olan Seri – Hat İçin Duyarlılıkları

$\ell_1$  için:

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell_1} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i} \right] \left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_1} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_i^*} \right] \left[ \frac{\partial T_i^*}{\partial \ell_1} \right] \quad (7.106)$$

$$\left[ \frac{\partial E_{TT}}{\partial \ell_1} \right]^\Delta = \frac{\partial E_1}{\partial \ell_1} E_2 \ E_3 \ E_T \ E_4 \ E_5 \ E_6 = \begin{bmatrix} -\beta \sin(\beta \ell_1) & j\beta Z_{01} \cos(\beta \ell_1) \\ \frac{j\beta \cos(\beta \ell_1)}{Z_{01}} & -\beta \sin(\beta \ell_1) \end{bmatrix} E_2 \ E_3 \ E_T \ E_4 \ E_5 \ E_6 \quad (7.107)$$

$$\left[ E_{TT\ell_1} \right]^\Delta = \frac{\partial E_{TT}}{\partial \ell_1} \quad (7.108)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial \ell_1} \right] = \left[ E_{TT\ell_1}(1,1) \ E_{TT\ell_1}(1,2) \ E_{TT\ell_1}(2,1) \ E_{TT\ell_1}(2,2) \right]^T \quad (7.109)$$

$$\left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial \ell_1} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left\{ \begin{bmatrix} Z_L M^* & M^* & Z_S Z_L M^* & Z_S M^* \end{bmatrix} \right. \quad (7.110)$$

$$\left. \cdot \begin{bmatrix} E_{TT_{\ell_1}}(1,1) & E_{TT_{\ell_1}}(1,2) & E_{TT_{\ell_1}}(2,1) & E_{TT_{\ell_1}}(2,2) \end{bmatrix} \right]^T$$

$$- \left[ \begin{bmatrix} Z_L^* M & M & Z_S^* Z_L^* M & Z_S^* M \end{bmatrix} \right.$$

$$\left. \cdot \begin{bmatrix} E_{TT_{\ell_1}}(1,1)^* & E_{TT_{\ell_1}}(1,2)^* & E_{TT_{\ell_1}}(2,1)^* & E_{TT_{\ell_1}}(2,2)^* \end{bmatrix} \right]^T$$

$Z_{O1}$  için:

$$\frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial Z_{O1}} = \left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial T_i} \right] \left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{O1}} \right] + \left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial T_i^*} \right] \left[ \frac{\partial T_i^*}{\partial Z_{O1}} \right] \quad (7.111)$$

$$\left[ \frac{\partial E_{TT}}{\partial Z_{O1}} \right]^\Delta = \frac{\partial E_1}{\partial Z_{O1}} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 = \begin{bmatrix} 0 & j \sin(\beta \ell_1) \\ -\frac{j \sin(\beta \ell_1)}{Z_{O1}^2} & 0 \end{bmatrix} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 \quad (7.112)$$

$$\left[ E_{TT_{Z_{O1}}} \right]^\Delta = \frac{\partial E_{TT}}{\partial Z_{O1}} \quad (7.113)$$

$$\left[ \frac{\partial T_i}{\partial Z_{O1}} \right] = \left[ \begin{bmatrix} E_{TT_{Z_{O1}}}(1,1) & E_{TT_{Z_{O1}}}(1,2) & E_{TT_{Z_{O1}}}(2,1) & E_{TT_{Z_{O1}}}(2,2) \end{bmatrix} \right]^T \quad (7.114)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial Z_{O1}} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left\{ \begin{bmatrix} Z_L M^* & M^* & Z_S Z_L M^* & Z_S M^* \end{bmatrix} \right. \quad (7.115)$$

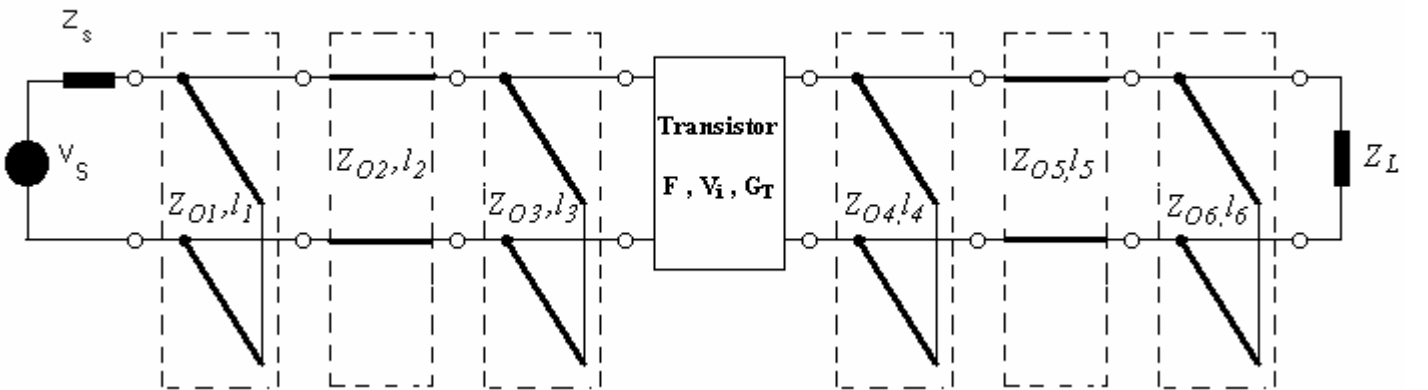
$$\left. - \begin{bmatrix} E_{TTZ_{O1}}(1,1) & E_{TTZ_{O1}}(1,2) & E_{TTZ_{O1}}(2,1) & E_{TTZ_{O1}}(2,2) \end{bmatrix}^T \right.$$

$$\left. \cdot \begin{bmatrix} Z_L^* M & M & Z_S^* Z_L^* M & Z_S^* M \end{bmatrix} \right\}$$

$$\left. \begin{bmatrix} E_{TTZ_{O1}}(1,1)^* & E_{TTZ_{O1}}(1,2)^* & E_{TTZ_{O1}}(2,1)^* & E_{TTZ_{O1}}(2,2)^* \end{bmatrix}^T \right\}$$

Aynı formülizasyonlarla diğer katlar teşkil edilir.

### 7.1.6 IMC(Π - Tipi) - Transistor- OMC(Π - Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıklarını ABCD Parametreleri İle Temsil Edilmesi



Şekil 7.6 IMC(Π - Tipi) - Transistor - OMC(Π - Tipi) devresi

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left[ Z_L M_{\Pi\Pi}^* \quad M_{\Pi\Pi}^* \quad Z_S Z_L M_{\Pi\Pi}^* \quad Z_S M_{\Pi\Pi}^* \right] \quad (7.116)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left[ Z_L^* M_{\Pi\Pi} \quad M_{\Pi\Pi} \quad Z_S^* Z_L^* M_{\Pi\Pi} \quad Z_S^* M_{\Pi\Pi} \right] \quad (7.117)$$

$$E_{\Pi\Pi} = E_1 E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 \quad (7.118)$$

$$A = E(1,1), B = E(1,2), C = E(2,1), D = E(2,2) \quad (7.119)$$

### 7.1.6.1 Kazancın İlk Kat Olan Paralel – Hat İçin Duyarlılıkları

$\ell_1$  için:

$$\frac{\partial G_T}{\partial \ell_1} = \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I} \right] \left[ \frac{\partial T_I}{\partial \ell_1} \right] + \left[ \frac{\partial G_T}{\partial T_I^*} \right] \left[ \frac{\partial T_I^*}{\partial \ell_1} \right] \quad (7.120)$$

$$\left[ \frac{\partial E_{\Pi\Pi}}{\partial \ell_1} \right]^\Delta = \frac{\partial E_1}{\partial \ell_1} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ j\beta & 0 \\ Z_{01} \sin^2 \beta \ell_1 & 0 \end{bmatrix} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 \quad (7.121)$$

$$\left[ E_{\Pi\Pi \ell_1} \right]^\Delta = \frac{\partial E_{\Pi\Pi}}{\partial \ell_1} \quad (7.122)$$

$$\left[ \frac{\partial \mathbf{T}_i}{\partial \ell_1} \right] = \left[ E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,1) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,2) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,1) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,2) \right]^T \quad (7.123)$$

$$\left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial \ell_1} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left\{ \left[ Z_L M^* \quad M^* \quad Z_S Z_L M^* \quad Z_S M^* \right] \right. \quad (7.124)$$

$$\left. \begin{aligned} & \cdot \left[ E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,1) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,2) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,1) \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,2) \right]^T \\ & - \left[ Z_L^* M \quad M \quad Z_S^* Z_L^* M \quad Z_S^* M \right] \\ & \cdot \left[ E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,1)^* \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(1,2)^* \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,1)^* \quad E_{\Pi\Pi\ell_1}(2,2)^* \right]^T \end{aligned} \right\}$$

$Z_{O1}$  için:

$$\frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial Z_{O1}} = \left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial \mathbf{T}_i} \right] \left[ \frac{\partial \mathbf{T}_i}{\partial Z_{O1}} \right] + \left[ \frac{\partial \mathbf{G}_T}{\partial \mathbf{T}_i^*} \right] \left[ \frac{\partial \mathbf{T}_i^*}{\partial Z_{O1}} \right] \quad (7.125)$$

$$\left[ \frac{\partial E_{\Pi\Pi}}{\partial Z_{O1}} \right]^\Delta = \frac{\partial E_1}{\partial Z_{O1}} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ j & 0 \\ Z_{O1}^2 \tan \beta \ell_1 & 0 \end{bmatrix} E_2 E_3 E_T E_4 E_5 E_6 \quad (7.126)$$

$$\left[ E_{\Pi\Pi Z_{O1}} \right]^\Delta = \frac{\partial E_{\Pi\Pi}}{\partial Z_{O1}} \quad (7.127)$$

$$\left[ \frac{\partial \Gamma_i}{\partial Z_{O1}} \right] = \left[ E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,1) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,2) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,1) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,2) \right]^T \quad (7.128)$$

$$\left[ \frac{\partial G_T}{\partial Z_{O1}} \right] = -\frac{4R_S R_L}{P^2} \left\{ \left[ Z_L M^* \quad M^* \quad Z_S Z_L M^* \quad Z_S M^* \right] \right. \quad (7.129)$$

$$\begin{aligned} & \left. \cdot \left[ E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,1) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,2) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,1) \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,2) \right]^T \right. \\ & - \left[ Z_L^* M \quad M \quad Z_S^* Z_L^* M \quad Z_S^* M \right] \\ & \left. \cdot \left[ E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,1)^* \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(1,2)^* \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,1)^* \quad E_{\Pi\Pi Z_{O1}}(2,2)^* \right]^T \right\} \end{aligned}$$

Aynı formülizasyonlarla diğer katlar teşkil edilir.



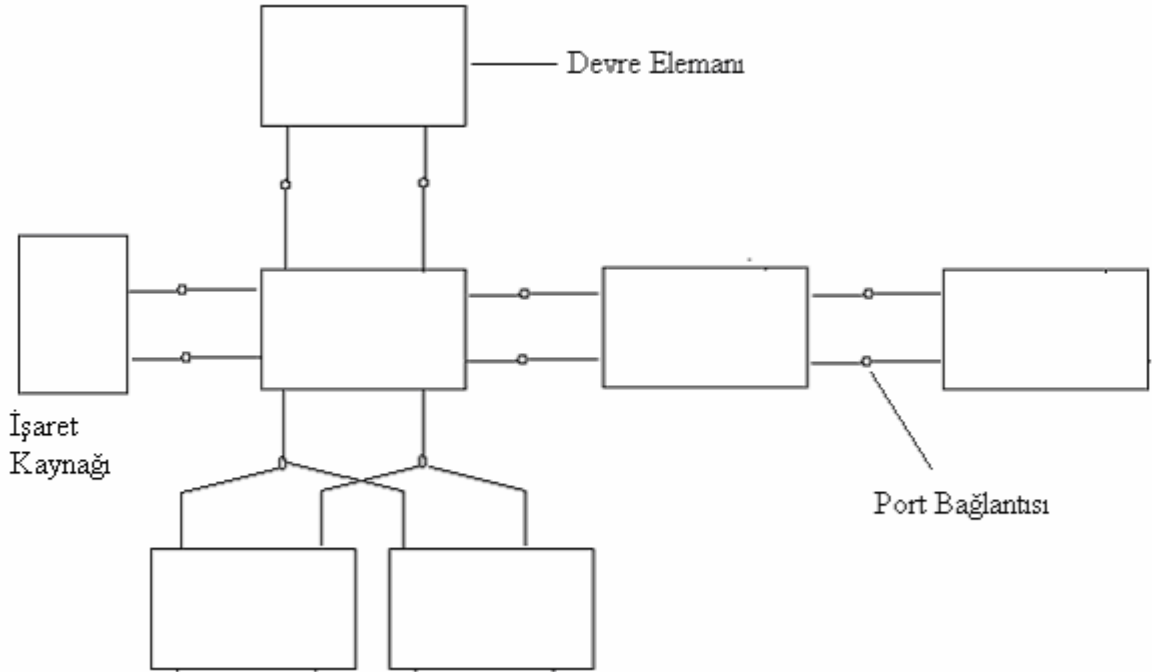
## 8. DALGA YAKLAŞIMI İLE MİKRODALGA DEVRELERİN FREKANS UZAYI' NDA ANALİZİ

Bir mikrodalga devresi birbirine bağlanmış çok-kapılılardan oluşmaktadır. Mikrodalga devrenin elemanları bir, iki, üç veya daha fazla kapılılardan oluşabilir. Dalga yaklaşımında, devrenin karakterizasyonu saçılma parametreleri kullanılarak elde edilmektedir. Saçılma parametreleri matris metodu, herhangi bir topoloji ile mikrodalga devrelerin tanımlanması, tasarımı ve bilgisayar-destekli analizinde son derece güvenlidir.

### 8.1 Bağlantı Saçılma Matris Metodu

Mikrodalga devrelerinin özellikleri elemanların kapılarındaki dalga değişkenleri cinsinden de analiz edilebilmektedir. Şekil 8.2'de görüldüğü gibi, bir mikrodalga devresi m tane elemanın bağlanmasından oluşmuştur. k. devre elemanı için aşağıdaki lineer eşitlik geçerlidir:

$$b^{(k)} = S^{(k)} a^{(k)} \quad (8.1)$$

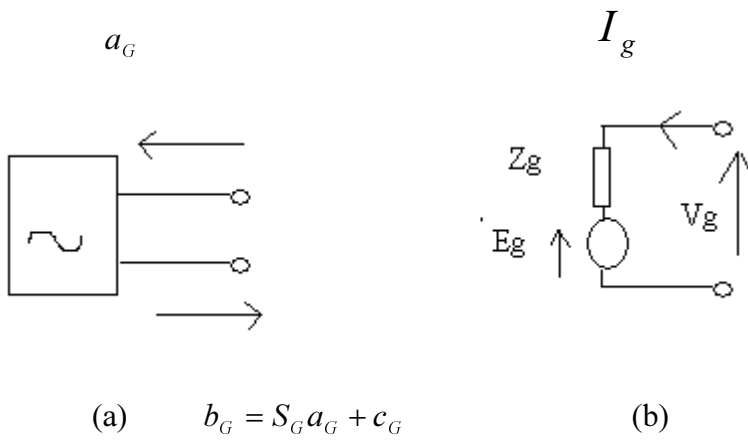


Şekil 8.1 Çoklu bağlantılı ve bağımsız işaret kaynaklı mikrodalga devre

$S^{(k)}$ , k. elemanın saçılma matrisi,  $a^{(k)}$  ve  $b^{(k)}$  gelen ve giden dalga değişkenlerinin vektörleridir.

Bağımsız bir işaret kaynağı aşağıdaki eşitlikle tanımlanmaktadır:

$$b_G = S_G a_G + c \quad (8.2)$$



Şekil 8.2 İşaret kaynağı a)Kaynak kapısında gelen ve giden dalgalar  
b) Karşı gelen sinüsoidal gerilim kaynağı

(8.2) eşitliğini;

$V_G = E_G + I_G Z_G$  eşitliğinde yerine koyulursa, aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_G = \frac{1}{\sqrt{Z_N}} (Z_N a_G + Z_N b_G) \quad (8.3)$$

$$I_G = \frac{1}{\sqrt{Z_N}} (a_G - b_G)$$

Bu eşitliklerden  $b_G$  çekilirse;

$$b_G = \frac{Z_G - Z_N}{Z_G + Z_N} a_G + \frac{\sqrt{Z_N} E_G}{Z_G + Z_N} \quad (8.4)$$

bulunur.

Burada  $Z_N$  kaynak kapısındaki referans empedansını ifade etmektedir. (8.2) ve (8.4) eşitlikleri mukayese edildiğinde;

$$S_G = \frac{Z_G - Z_N}{Z_G + Z_N} \quad (8.5)$$

kaynak kapısının yansıma katsayısı olduğu görülür.

$c = \frac{\sqrt{Z_N} E_G}{Z_G + Z_N}$  ise kaynaktan etkilenen bağımsız kompleks dalgadır.

m elemanlı bir mikrodalga devresi düşünüldüğünde, matris formunda şu lineer eşitlikler elde edilir.

$$S a + c = b \quad (8.6)$$

$$a = \begin{bmatrix} a^{(1)} \\ a^{(2)} \\ a^{(3)} \\ \cdot \\ \cdot \\ a^{(k)} \\ \cdot \\ \cdot \\ a^{(m)} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b^{(1)} \\ b^{(2)} \\ b^{(3)} \\ \cdot \\ \cdot \\ b^{(k)} \\ \cdot \\ \cdot \\ b^{(m)} \end{bmatrix} \quad c = \begin{bmatrix} c^{(1)} \\ c^{(2)} \\ c^{(3)} \\ \cdot \\ \cdot \\ c^{(k)} \\ \cdot \\ \cdot \\ c^{(m)} \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

$$S = \begin{bmatrix} S^{(1)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & S^{(2)} & \dots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \dots & S^{(k)} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & S^{(1)} \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

(8.8)' de  $S^{(1)}, S^{(2)}, \dots, S^{(m)}$  çok kapılıların saçılma matrisleri veya bağımsız kaynak ve yüklerin yansıma katsayılarıdır. Bu değerler mikrodalga devresindeki tüm elamanları tanımlamaktadırlar.  $a^{(1)}, a^{(2)}, \dots, a^{(m)}; b^{(1)}, b^{(2)}, \dots, b^{(m)}; c^{(1)}, c^{(2)}, \dots, c^{(m)}$  bu elemanlarla ilişkili dalga değişkenlerini temsil etmektedirler.(Dobrowolski,1996)

Devrenin m tane elemanın bağlantılarını göz önüne alarak, a ve b matrislerinin ilişkisi şu şekilde tanımlanır:

$$b = \Gamma a \quad (8.9)$$

Bu eşitlikte  $\Gamma$ , devrenin bağlantı matrisini temsil etmektedir.

(8.9) eşitliğini, (8.6) eşitliğinde yerine koyarsak;

$$Wa = c \quad (8.10)$$

eşitliği elde edilmiş olur.

$$W = \Gamma - S \quad (8.11)$$

Katsayı matrisi W, devrenin bağlantı saçılma matrisi olarak tanımlanmaktadır. Eşitliğin sağ tarafındaki c matrisi devredeki bağımsız işaret kaynakların etkilediği dalgalardan oluşmaktadır. (8.10) eşitliğinin çözümü analize edilen devredeki tüm gelen dalga

değişkenlerinin vektörüdür.

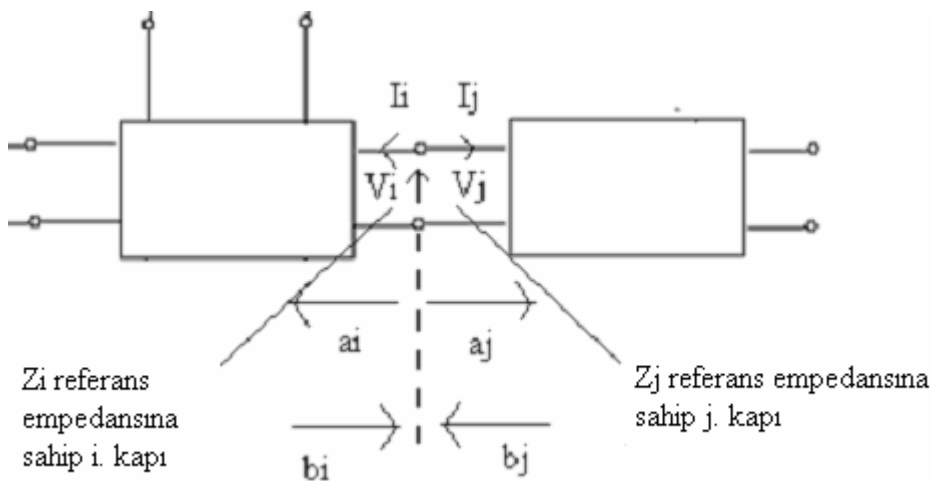
$$a = W^{-1}c \quad (8.12)$$

(8.12) eşitliği, (8.9) eşitliğinde yerine koyulursa;

$$b = \Gamma W^{-1}c \quad (8.13)$$

(8.10) eşitliğindeki bağlantı saçılma matrisi  $W$  aynı zamanda bu eşitlikte bir katsayı matrisidir. Bu matris,  $c$  matrisindeki kaynak tarafından uyarılmalar bilindiğinde, bütün devredeki gelen ve giden dalgaların hesabına imkan vermektedir. Bağlantı saçılma matrisi devrenin tüm tanımlamalarını temsil etmektedir; çünkü  $S$  matrisinde tüm devre elemanlarının saçılma parametre değerleri verilmiştir. Ayrıca  $\Gamma$  matrisinde devre topolojisiyle ilgili tüm bilgi bulunmaktadır.

$\Gamma$  bağlantı matrisinin formasyonunun prensiplerini anlamak için aşağıda şekilde görülen en basit durumda 2 kapının bağlantısı incelenecektir.



Şekil 8.3 Bir mikrodalga devresinde 2 kapının bağlantısı

Yukarıdaki şekilde bağlanmış kapıların referans empedanslarının farklı olduğu varsayılmıştır. i. ve j. kapıların bağlantısından aşağıdaki denklemler ortaya çıkar:

$$\begin{aligned} V_i &= V_j \\ -I_i &= I_j \end{aligned} \quad (8.14)$$

Akım ve gerilimlerin gelen ve giden dalga cinsinden ifadeleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{bmatrix} b_i \\ b_j \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_i + Z_j} \begin{bmatrix} Z_j - Z_i & 2\sqrt{Z_j Z_i} \\ 2\sqrt{Z_j Z_i} & Z_j - Z_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ a_j \end{bmatrix} \quad (8.15)$$

Eğer  $Z_i = Z_j$  ise, gelen ve giden dalgalar şu eşitlikleri sağlarlar.

$$\begin{aligned} a_i &= b_j \\ a_j &= b_i \end{aligned} \quad (8.16)$$

Bu durumda  $\Gamma$  matrisi şu hali alır:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

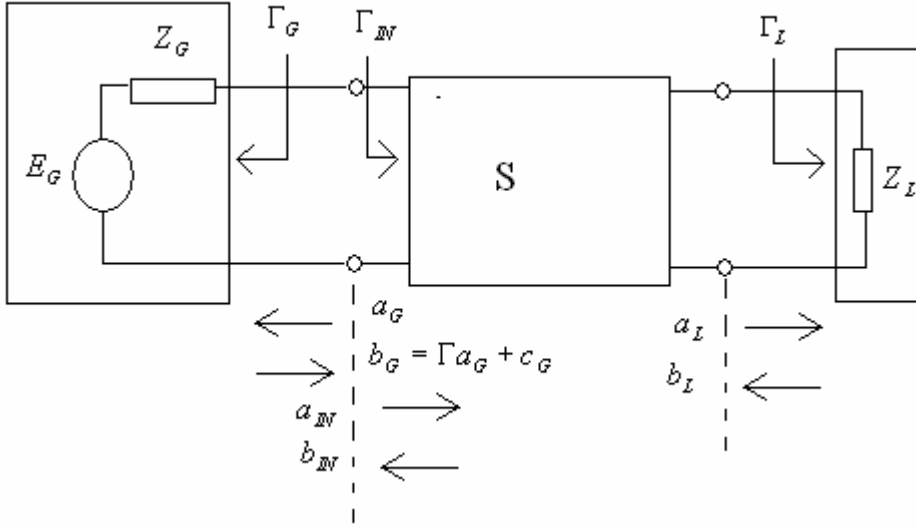
Tüm devredeki elemanların bağlantı matrisleri 1 ve 0'lardan oluşmaktadır. Genellikle, tüm devre kapılarındaki referans empedansları reel ve birbirine eşit alınır.

## 8.2 Devre Cevap Fonksiyonları'nın Hesabı

Bağlantı saçılma matrisi ile yapılan analiz sayesinde her kapıdaki gelen ve yansıyan dalgaları hesaplamak mümkündür. Bütün cevap fonksiyonları bu dalgalar cinsinden türetilmektedir. Aşağıda bazı temel cevap fonksiyonları incelenecektir.

### 8.2.1 Giriş Kapısı Yansıma Katsayısı

$Z_G$  empedanslı bir işaret kaynağı ile sürülmüş ve  $Z_L$  yükü ile sonlandırılmış bir devre olsun. Bu devre aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 8.4 İşaret kaynağı ile sürülmüş ve  $Z_L$  yükü ile sonlandırılmış bir iki kapılı,yansıma katsayısı  $\Gamma_L$ .

$\Gamma_{IN}$  giriş kapısı yansıma katsayısını ifade etmektedir.  $\Gamma_{IN}$ ,  $\Gamma_L$  ve S' in bir fonksiyonudur.

Kaynak kapısı ve giriş kapısı için şu eşitlikler mevcuttur:

$$a_G = b_1 \quad \text{ve} \quad a_1 = b_G \quad (8.18)$$

Yük ve çıkış kapısı için ise;

$$a_L = b_2 \quad \text{ve} \quad a_2 = b_L \quad (8.19)$$

Bu 2 eşitlikten giriş kapısı yansıma katsayısı şu şekilde ifade edilir:

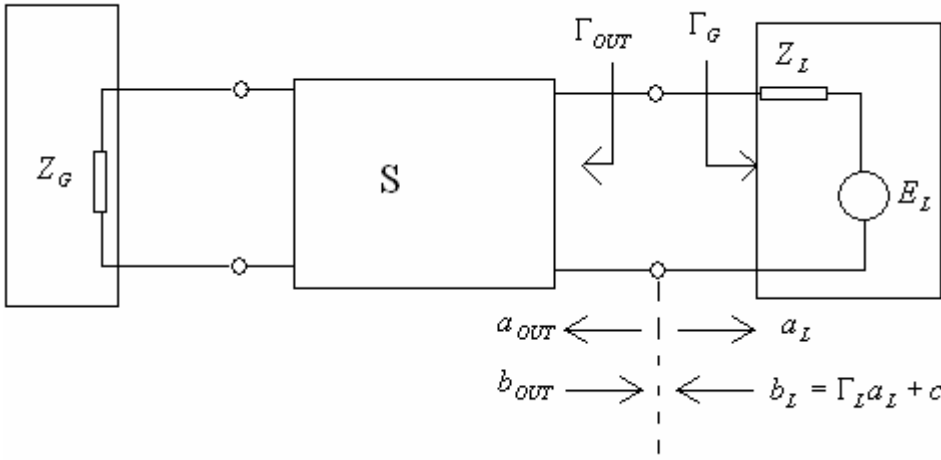
$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{a_G}{a_1} \quad (8.20)$$

$$Z_{IN} = Z_N \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}} = Z_N \frac{a_1 + a_G}{a_1 - a_G} \quad (8.21)$$

### 8.2.2 Çıkış Kapısı Yansımaya Katsayısı

Devrenin çıkış kapısından görülen yansımaya katsayısı  $\Gamma_{OUT}$  ve kompleks empedans  $Z_{OUT}$ ,  $\Gamma_{IN}$  ve  $Z_{IN}$  değerlerinin hesaplandığı yolla hesaplanmaktadır; fakat devre çıkış kapısından uyarılmıştır. (Yani c yük kapısında). Çıkış kapısı yansımaya katsayısı şu formülle hesaplanır:

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{a_L}{a_2} \quad (8.22)$$



Şekil 8.5 İşaret kaynağı ile çıkış kapısından sürülmüş ve  $Z_G$  yükü ile giriş kapısında sonlandırılmış bir iki kapılı,yansımaya katsayısı  $\Gamma_G$ .

$\Gamma_G$  giriş kapılı yansımaya katsayısını ifade etmektedir.  $\Gamma_{OUT}$ ,  $\Gamma_G$  ve  $S$ ' in bir fonksiyonudur. Devrenin çıkış kapısından görülen çıkış empedansı;

$$Z_{OUT} = Z_N \frac{1 + \Gamma_{OUT}}{1 - \Gamma_{OUT}} = Z_N \frac{a_2 + a_L}{a_2 - a_L} \quad (8.23)$$



### 8.2.3 Transdüser Güç Kazancı

Transdüser güç kazancı şu şekilde hesaplanır:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{GA}} \quad (8.24)$$

$P_{GA}$  uyumlaştırılmış durumda işaret kaynağından elde edilen güçtür. Transdüser güç kazancı devre saçılma parametrelerinin, yük kapısındaki yansıma katsayısının(yük empedansı), işaret kaynağı yansıma katsayısının(işaret kaynağının iç empedansı) fonksiyonudur.  $G_T$ , gelen ve yansıyan dalgalar cinsinden ifade edilmek istenirse, ilk önce işaret kaynağındaki elde edilebilir gücün dalga değişkenleri cinsinden ifade edilmesi gerekmektedir. Elde edilebilir güç yüke iletilebilecek maksimum güç anlamına gelmektedir. Devre Teorisi'nden;  $Z_L$ 'nin kaynağın iç empedansının kompleks eşleniğine eşit olduğunda,  $P_L = P_{GA}$  eşitliğinin sağlandığı bilinmektedir.

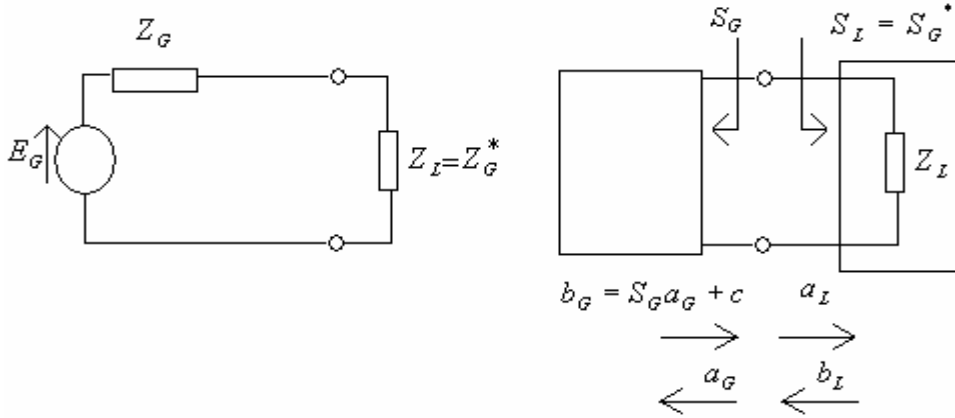
$$Z_L = Z_G^* \quad (8.25)$$

Yansıma katsayısı uzayında (8.22) aşağıdaki şekilde yazılır:

$$S_L = S_G^* \quad (8.26)$$

Şekilde görülen devre modelinde kaynağın elde edilebilir gücünü hesaplamak oldukça kolaydır.

$$P_{GA} = \frac{|c|^2}{1 - |S_G|^2} \quad (8.27)$$



Şekil 8.6 a) Yük empedansı gerilim kaynağının empedansına eşitlenmiş hali

b)  $S_L$  yansımaya katsayıylı yükün kaynak yansımaya katsayısına eşitlenmiş hali

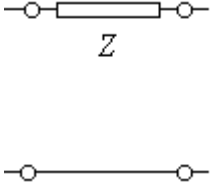
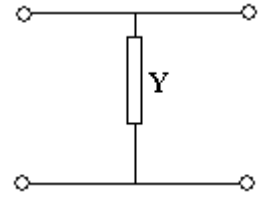
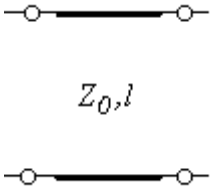
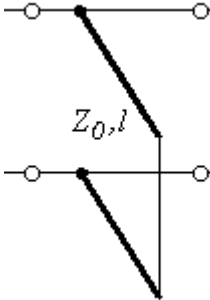
$$P_L = |a_L|^2 - |b_L|^2 = |a_L|(1 - |S_L|^2) \quad (8.28)$$

(8.24), (8.27) ve (8.28) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$G_T = |a_L|^2 (1 - |S_L|^2)(1 - |S_G|^2) \quad (8.29)$$

Bu hesaplamalardan sonra, duyarlılık hesabı için bazı elemanların saçılma parametreleri aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge 8.1 Önemli Bazı Devre Elemanlarının Saçılma Matrisleri

Devre Elemanı	Saçılma Parametreleri
	$\frac{1}{Z + 2Z_N} \begin{bmatrix} Z & 2Z_N \\ 2Z_N & Z \end{bmatrix}$
	$\frac{1}{Y + 2Y_N} \begin{bmatrix} -Y & 2Y_N \\ 2Y_N & -Y \end{bmatrix}$
	$\frac{1}{(Z_0)^2 + (Z_N)^2 - i2Z_0Z_N \cot(\beta l)} \begin{bmatrix} (Z_0)^2 - (Z_N)^2 & -i2Z_0Z_N \csc(\beta l) \\ -i2Z_0Z_N \csc(\beta l) & (Z_0)^2 - (Z_N)^2 \end{bmatrix}$
	$\frac{1}{2Y_N - iY_0 \cot(\beta l)} \begin{bmatrix} iY_0 \cot(\beta l) & 2Y_N \\ 2Y_N & iY_0 \cot(\beta l) \end{bmatrix}$

## 9. EK DEVRE İLE DALGA DUYARLILIKLARI ANALİZİ: TELLEGEN YAKLAŞIMI , KAZANÇ DUYARLILIKLARI VE GÜRÜLTÜ ANALİZİ

Devre fonksiyonlarının, devre parametrelerine göre duyarlılıkları ya da kısmi türevleri mikrodalga devre tasarımında oldukça önem kazanmıştır. Mikrodalga devrelerinin bilgisayar destekli tasarımında duyarlılık analizi pek çok yarar sağlamaktadır. İlk olarak, duyarlılık devre parametresindeki değişikliklerin devre performansını nasıl etkilediğini ortaya koymaktadır. Duyarlılıkların bilinmesi devre performansında büyük etkiye sahip olan devre parametreleri tanımlamada anahtar rolü oynamaktadır. İkinci olarak, optimizasyon metotlarıyla ilintili duyarlılık analizi, tasarım prosedürünün daha algoritmik olmasını ve böylece devrenin otomasyonunu sağlamaktadır. Son olarak, duyarlılık aynı performansa sahip olan bir çok devreden en iyi devrenin seçilmesinde kullanılabilir. Duyarlılık analizi, simülasyon hatalarının kestirimine de imkan vermektedir. Devre parametrelerini artan duyarlılık değerlerine göre sıralayarak, aşırı değerler için devre parametrelerinin tanımlanmasına öncülük edilmiş olunur. Böylece, duyarlılıkları önemsiz olan elemanlar elimine edilip, model basitleştirilir. Genel olarak, devre parametrelerine göre en düşük duyarlılığa sahip olan devre en iyi devredir.

Varolan bilgisayar destekli analizle oldukça yavaştı. Özellikle yüksek frekanslarda yapılan analizler, bilgisayar teknolojisinin gelişimine rağmen hala uzun ve yavaştı. Tasarım duyarlılığını ölçmek için, ek devre değişkenleri ile yapılan analiz hesapsal hız ve doğruluk sağlamaktadır. Ek devre tekniği mikrodalga literatüründe oldukça bilinen bir konu olmakla birlikte, tam dalga analiz teknikleriyle duyarlılık hesaplanması az çalışılmış bir konudur. Ek devre sistem analizinde orijinal devrenin çözümü bir kere yapıldıktan sonra tekrar yoktur ve az işlemle gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca ek devre tekniği parametre sayısından bağımsızdır. Yani, devre topolojisi ve elemanlar ne olursa olsun ek devre yöntemiyle duyarlılık analizi mümkün olmaktadır(Nikolova vd., 2004). Nikolova vd. makalesinde Tellegen Yaklaşımı ile duyarlılık analizi, temelleri ve bu konuda ayrıntılı literatür taramasıyla verilmektedir. Bu çalışmada Tellegen yaklaşımı kullanarak dalga duyarlılıkları ve mikrodalga kuvvetlendirici devrelerinin tüm performans duyarlılık analizi yapılmıştır.

### 9.1 Tellegen Teoremi

Tellegen Teoremi, elektrik mühendislerince çok iyi bilinen bir teoremdir.  $v^T i = 0$  şeklinde verilir. Burada  $v$  ve  $i$ , bir devrenin zaman uzayında sırasıyla, dal gerilim ve akımlarıdır. Tellegen Teoremi, Kirchoff Devre Yasaları'ndan elde edilmektedir ve zaman uzayı güç ifadesidir. Devre gerilim ve akım fazörleri  $V$  ve  $I$  da Kirchoff Kanunları'nı sağladıkları için, Tellegen Teoremi onlara da uygulanır. Tellegen Teoremi identik topolojiye sahip iki  $N$  ve  $\hat{N}$  devreleri akım ve gerilim fazörleri için genelleştirilebilir. (Nikolova vd., 2004) Bu devreler için aşağıdaki eşitliklerin geçerli olduğu gösterilebilir:

$$\hat{I}^T V = 0 \quad (9.1)$$

$$\hat{V}^T I = 0 \quad (9.2)$$

Burada,

$V$ :  $N$  devresindeki dal gerilimlerinin bir vektörü

$I$ :  $N$  devresindeki dal akımlarının bir vektörü

$\hat{V}$ :  $\hat{N}$  devresindeki dal gerilimlerinin bir vektörü

$\hat{I}$ :  $\hat{N}$  devresindeki dal akımlarının bir vektörü

olarak tanımlanmaktadır.

Dal gerilimlerinin vektörü şu şekilde ifade edilir:

$$V = B^T V_N \quad (9.3)$$

$V_N$  düğüm gerilimlerinin bir vektörüdür.  $B$  devrelerin graf matrisidir. (9.1) ve (9.3) den;

$$\hat{I}^T V = \hat{I}^T B^T V_N = (B\hat{I})^T V_N = 0 \quad (9.4)$$

N devresi orijinal devredir. Benzer yapıdaki  $\hat{N}$  devresi ise ek devresidir.

(9.1), (9.2)den çıkarılırsa;

$$\hat{I}^T V - \hat{V}^T I = 0 \quad (9.5)$$

Orijinal devre N' deki devre parametrelerinin birinde küçük bir değişim olduğu varsayalım. Bu; N devresindeki dal gerilimleri ve akımlarının vektörlerinde de bir değişime neden olacaktır. Diğer bir anlatım ile son durumda gerilim ve akım vektörleri sırası ile  $V + \Delta V$ ,  $I + \Delta I$  biçiminde ifade edilebilirler. Orijinal devre N ile ek devre (adjoint) devre  $\hat{N}$  aynı topolojiye sahip oldukları için, yeni durumda Tellegen Teoremi sağlanabilecektir. (9.5) denklemi şu hali alır:

$$\hat{I}^T (V + \Delta V) - \hat{V}^T (I + \Delta I) = 0 \quad (9.6)$$

$$\hat{I}^T \Delta V - \hat{V}^T \Delta I = 0 \quad (9.7)$$

(9.7) eşitliği çoğunlukla elektronik ve mikrodalga devrelerinin bilgisayar destekli analizinde kullanılmaktadır. Bu eşitlik, devre parametre değişimlerinden kaynaklanan N devresindeki dal gerilim ve akımlarındaki değişimleri ilişkilendirmektedir. (Dobrowolski,1991).

S saçılma matrisi ile tanımlanan mikrodalga devrelerinde (8.3)'deki dalga-gerilim ve akım dönüşümlerini, (9.5) eşitliğinde yerine konulursa, Tellegen Teoremi şu hali almaktadır:

$$\beta^T a - \alpha^T b = 0 \quad (9.8)$$

Burada,

a: N devresinin kapılarındaki gelen dalga değişkenlerinin vektörü

b: N devresinin kapılarındaki giden dalga değişkenlerinin vektörü

$\alpha : \hat{N}$  devresinin kapılarındaki gelen dalga değişkenlerinin vektörü

$\beta : \hat{N}$  devresinin kapılarındaki giden dalga değişkenlerinin vektörü

(9.8) eşitliği, bir devredeki referans empedansların ikinci devrede karşılık düşen referans empedanslarına eşit olduğu aynı yapıya sahip 2 çok-kapılı devrelere uygulanabilmektedir. N  $\hat{N}$  devrelerindeki bağlantı matrisleri sırasıyla  $\Gamma$  ve  $\hat{\Gamma}$  verildiğine göre, kapılar arası gelen-yansıyan dalga ilişkileri şu eşitliklerle tanımlanır:

$$b = \Gamma a, \beta = \hat{\Gamma} \alpha \quad (9.9)$$

$\Gamma = N$  devresinin bağlantı matrisi

$\hat{\Gamma} = \hat{N}$  devresinin bağlantı matrisi

Bu durumda, (9.9) eşitliği, (9.8)' de yerine konursa;

$$\beta^T a - \alpha^T b = (\hat{\Gamma} \alpha)^T a - \alpha^T (\Gamma a) = \alpha^T (\hat{\Gamma}^T - \Gamma) a \quad (9.10)$$

(9.10) eşitliğinin sıfıra eşit olabilmesi ancak şu eşitliğin gerçekleşmesiyle mümkündür:

$$\hat{\Gamma}^T = \Gamma \quad (9.11)$$

(9.11)' den, (9.8) eşitliği aşağıdaki şu koşulların eş-zamanlı sağlanmasıyla gerçekleşir:

1. İki devrenin topolojileri aynıdır.
2. Ek devrenin bağlantı matrisi orijinal devrenin bağlantı matrisinin transpozuna eşittir.

Devre parametrelerin herhangi birinde küçük bir değişme meydana geldiğinde, orijinal networkün gelen ve giden dalgalarında  $a + \Delta a$  ve  $b + \Delta b$  gibi değişimler olacaktır. Bozulmaya uğramış orijinal devre ile, ek devrenin topolojileri aynı olduğu için Tellegen Teoremi yine sağlanmalıdır:

$$\beta^T (a + \Delta a) - \alpha^T (b + \Delta b) = 0 \quad (9.12)$$

(9.12) eşitliğinden, (9.8) eşitliği çıkarılırsa;

$$\beta^T \Delta a - \alpha^T \Delta b = 0 \quad (9.13)$$

(9.13), orijinal devrenin parametreleri değişimi nedeni ile oluşan dalga değişimlerinin ilişkisidir ve (9.7)' ye karşılık düşmektedir.

## 9.2 Keyfi Konfigürasyonda Bir Mikrodalga Devresinin Dalga Duyarlılıkları

W bağlantı saçılma matrisi ile tanımlanmış mikrodalga devre parametrelerine göre dalga duyarlılıkları 2. bölümde elde edilmiş aşağıdaki devre denkleminde elde edilebilir:

$$Wa = c \quad (9.14)$$

Buna göre bir p devre parametresine göre dalga duyarlılık vektörü, saçılma matrisi duyarlılığı cinsinden

$$\frac{\partial a}{\partial p} = -W^{-1} \frac{\partial W}{\partial p} W^{-1} c = W^{-1} \frac{\partial S}{\partial p} a \quad (9.15)$$

olarak elde edilir.

Bu denklemde p, herhangi bir devre parametresi olabilmektedir. Bu çalışmada p, Z ve l olarak alınacaktır. Devrenin r. kapısındaki gelen dalga değişkeninin ( $a_r$ ) duyarlılığı, (9.15)' nin sol



tarafı  $e^T_r$  ile çarpılarak hesaplanabilir. Burada  $e_r$ , r. elemanı 1 ve diğer elemanları sıfır olan uyarma vektörüdür :

$$e^T_r = [0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (9.16)$$

$$\frac{\partial a_r}{\partial p} = e^T_r \frac{\partial a}{\partial p} = e^T_r W^{-1} \frac{\partial S}{\partial p} a = [(W^T)^{-1} e_r]^T \frac{\partial S}{\partial p} a = \alpha^T \frac{\partial S}{\partial p} a \quad (9.17)$$

$$\alpha = (W^T)^{-1} e_r = \hat{W}^{-1} e_r \quad (9.18)$$

$$W^T \alpha = e_r \quad (9.19)$$

(9.19) denklemini transpoz ya da orijinal devreye ek devrenin matrisinin çözüm vektörüdür. (9.18) ve (9.19) dan, bu ek devrenin bağlantı saçılma matrisi, orijinal devrenin bağlantı saçılma matrisinin transpozuna eşit olmalıdır :

$$\hat{W} = W^T = (\Gamma - S)^T = \Gamma - S^T \quad (9.20)$$

Yukarıdaki denklem şunu ifade etmektedir: Orijinal ve ekdevre devre topolojileri aynıdır, fakat ek devre elemanlarının saçılma matrisleri ( $s^{(1)}, s^{(2)}, \dots, s^{(m)}$ ) orijinal devrede karşılık düşen saçılma matrislerin transpozudur.

G dalga duyarlılık vektörü olarak tanımlanırsa, n kapılıının bağlanması ile oluşturulmuş bir devre için aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$G = [G_1 \ G_2 \ G_3 \ \dots \ G_r \ \dots \ G_n] \quad (9.21)$$

Buradaki  $G_r$ , r.kapıya gelen dalganın devre tasarım parametrelerine göre duyarlılık gradyanı ,(9.17) denklemini kullanarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$G = \nabla_{a_r} = \begin{bmatrix} \frac{\partial a_r}{\partial p_1} \\ \frac{\partial a_r}{\partial p_2} \\ \cdot \\ \frac{\partial a_r}{\partial p_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^T \frac{\partial S}{\partial p_1} a \\ \alpha^T \frac{\partial S}{\partial p_2} a \\ \cdot \\ \alpha^T \frac{\partial S}{\partial p_n} a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k \in E_1} \alpha^{(k)T} \frac{\partial S^{(k)}}{\partial p_1} a^{(k)} \\ \sum_{k \in E_2} \alpha^{(k)T} \frac{\partial S^{(k)}}{\partial p_2} a^{(k)} \\ \cdot \\ \sum_{k \in E_n} \alpha^{(k)T} \frac{\partial S^{(k)}}{\partial p_n} a^{(k)} \end{bmatrix} \quad (9.22)$$

$E_1, E_2, \dots, E_n$  ;  $p_1, p_2, \dots, p_n$  parametrelerine bağlı devre elemanlarının kümesini temsil etmektedir.

Her  $p_i$  parametresi için  $\frac{\partial S}{\partial p_i}$  matrisi yeniden yapılanmaktadır ve (9.21) eşitliğinin sağ tarafı tekrar hesaplanmaktadır.  $a$  ve  $\alpha$  vektörü  $i$  indeksinden bağımsızdır. (9.21) eşitliğinin çözülmesi için sadece 2 lineer eşitliğin çözülmesi gerekmektedir(Dobrowolski,1996).

### 9.2.1 Saçılma Matrisi Duyarlılık İnvaryantları ve Diferansiyel Saçılma Matrisi Hesabında Kullanılması

S saçılma parametrelerinin duyarlılık invaryantları direnç, kapasitör, jirator, transmisyon hattı, RC hattı, akım kontrollü gerilim kaynağı, gerilim kontrollü akım kaynağı gibi elemanlar için tanımlanmaktadır. Literatürde, önce  $Z$  matrisi invaryantları Tellegen Teoremi ile elde edilmiştir. Buna göre  $S$  matrisi  $Z$  matrisi cinsinden ifade edilip, duyarlılık invaryantları,  $Z$  matrisi duyarlılık invaryantlarının fonksiyonu olarak elde edilebilir(Dobrowolski, 1991). Buna göre, empedans-bazlı  $p$  parametreleri,  $\{z\}$  vektörü ile aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\{z\} = \{R, L, D, Z_0, R_{RC}, D_{RC}, r_m\} \quad (9.23)$$

(9.17) eşitliğindeki  $\frac{\partial S}{\partial p}$  değeri, Z matrisi duyarlılıkları cinsinden yazılıp düzenlenirse;

$$\frac{\partial S}{\partial p} = \frac{1}{2p} (I - S.S) \quad (9.24)$$

halini alır. Eğer p parametreleri admitans-bazlı tanımlanırsa, (9.24) eşitliğinin sağ tarafı eksi işareti aldığı gösterilebilir (Dobrowolski, 1991). (9.24),  $b = Sa$  ve  $\beta = S\alpha$  denklemleri birlikte (9.17)' de kullanılırsa, dalga duyarlılık matrisi G aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$G = \alpha^T \frac{\partial S}{\partial p} a = \frac{1}{2p} (\alpha^T a - \beta^T b) \quad (9.25)$$

Netice olarak, çoklu tasarım parametrelerine göre duyarlılık analizi, orijinal devre analize ilaveten birkaç matris çarpımı ile bir matris transpozisine indirgenmiştir.

### 9.3 Kazanç Duyarlılığı

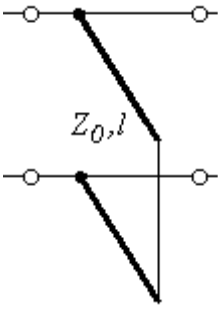
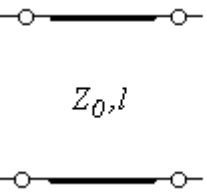
2. bölümde anlatılan kazanç ifadesinde verilen, yüke gelen dalga duyarlılığı (9.25) ile bulunursa, kazanç duyarlılığı aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$\nabla G_T = \frac{1}{|c_g|^2} (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_G|^2) 2 \operatorname{Re}\{a_L^* G\} \quad (9.26)$$

Bu eşitliğin sağ tarafı S matrislerinin türevlerini içermemektedir, dolayısıyla hesaplanması kolaylaşmaktadır. Bu çalışmada kullanılacak devre elemanlarının duyarlılıklarını içeren çizelge (9.25) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

Çizelge 9.1 Önemli Bazı Devre Elemanlarının Saçılma Parametrelerinin

$Z_0$  ve  $l$ 'ye göre duyarlılık formülleri

Devre Elemanı	Duyarlılık	p
 <p><math>\gamma = i\beta</math> Kayıpsız paralel hat</p>	$\frac{1}{2Z_0}(\alpha^T a - \beta^T b)$	$Z_0$
	$\frac{iZ_0\beta}{2Z_N \sin^2(\beta l)}(\alpha - \beta)^T \begin{bmatrix} 1 & \cos(\beta l) \\ \cos(\beta l) & 1 \end{bmatrix} (a - b)$	L
 <p><math>\gamma = i\beta</math> Kayıpsız seri transmisyon hattı</p>	$\frac{1}{2Z_0}(\alpha^T a - \beta^T b)$	$Z_0$
	$\frac{iZ_0\beta}{2Z_N \cos^2(\beta l)}(\alpha - \beta)^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} (a - b)$	L

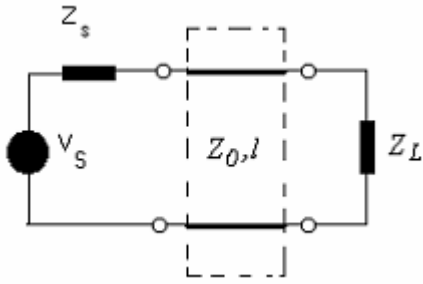
Görüldüğü gibi devre elemanları resiprok olduğu için matrislerin köşegene göre transpozu kendilerine eşittir. Bu çalışmada, duyarlılıklar aynı zamanda frekans değişimiyle birlikte incelenecektir. Dolayısıyla duyarlılıkların frekansla değişimini göstermekte yarar

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ vardır.} \quad (9.27)$$

$$, \lambda = \frac{c}{f}$$

Burada  $c$ , ışık hızını;  $f$  ise çalışma frekansını temsil etmektedir.

### 9.3.1 Bir Seri – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıkları



Şekil 9.1 Seri – Hat devresi

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11} & S_{12} & 0 \\ 0 & S_{21} & S_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_2 \end{bmatrix} \quad (9.28)$$

$$S = \frac{1}{(Z_0)^2 + (Z_N)^2 - i2Z_0Z_N \cot(\beta l)} \begin{bmatrix} (Z_0)^2 - (Z_N)^2 & -i2Z_0Z_N \csc(\beta l) \\ -i2Z_0Z_N \csc(\beta l) & (Z_0)^2 - (Z_N)^2 \end{bmatrix} \quad (9.29)$$

$$S_1 = \frac{Z_G - Z_N}{Z_G + Z_N} \quad (9.30)$$

$$S_4 = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (9.31)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.32)$$

$$W = \Gamma - S \quad (9.33)$$

W matrisi oluşturulursa,

$$W = \begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \quad (9.34)$$

$$a = W^{-1}c \quad (9.35)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.36)$$

$Z_G = Z_N = Z_L = 50\Omega$  olduğu için,  $S_1 = S_2 = 0$  'dır.

(9.35) eşitliğinden a değerleri hesaplanmaktadır.  $\alpha$  değerlerin hesabı için W matrisinin transpozu alınmalıdır. Devre elemanı resiprok olduğu için W matrisinin transpozu kendisine eşittir. c matrisi için, ek devre yönteminde kaynak yükün olduğu kapıya bağlandığı için c şu şekli almaktadır:

$$c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.37)$$

$$\alpha = (W^T)^{-1} c \quad (9.38)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.39)$$

$$b = \Gamma a \quad \beta = \Gamma \alpha \quad (9.40)$$

$$G = \frac{\partial a_4}{\partial Z} = \frac{1}{2Z_0} (\alpha^T a - \beta^T b) \quad (9.41)$$

$$G = \frac{1}{2Z_{01}} \left( \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \right) \quad (9.42)$$

$$G = \frac{1}{2Z_{01}} \left( \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_1 \\ a_4 \end{bmatrix} \right) \quad (9.43)$$

$$G = \frac{\partial a_4}{\partial l_{01}} \frac{iZ_0 \beta}{2Z_N \cos^2(\beta l)} (\alpha - \beta)^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} (a - b) \quad (9.44)$$

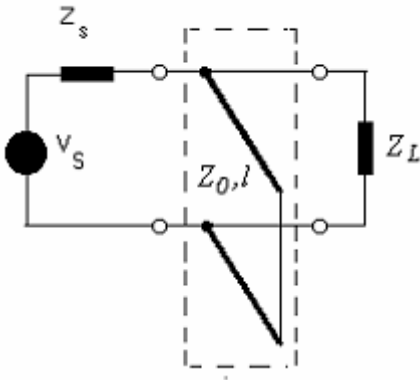
$$G = \frac{iZ_{01} \beta}{2Z_N \cos^2(\beta l_{01})} \begin{bmatrix} \alpha_2 - \beta_2 \\ \alpha_3 - \beta_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 - b_2 \\ a_3 - b_3 \end{bmatrix} \quad (9.45)$$

$$G = \frac{iZ_{01}\beta}{2Z_N \cos^2(\beta l_{01})} \begin{bmatrix} \alpha_2 - \alpha_1 \\ \alpha_3 - \alpha_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 - a_1 \\ a_3 - a_4 \end{bmatrix} \quad (9.46)$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{\partial a_4}{\partial Z_{01}} & \frac{\partial a_4}{\partial l_{01}} \end{bmatrix} \quad (9.47)$$

$$\nabla G_T = \left(1 - \frac{|a_3|^2}{|a_4|^2}\right) \left(1 - \frac{|a_2 - 1|^2}{|a_1|^2}\right) 2 \operatorname{Re}\{a_4^* G\} \quad (9.48)$$

### 9.3.2 Bir Paralel – Hat İki-Kapılısının Kazanç Duyarlılıkları



Şekil 9.2 Paralel – Hat devresi

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11} & S_{12} & 0 \\ 0 & S_{21} & S_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_2 \end{bmatrix} \quad (9.49)$$

$$S = \frac{1}{2Y_N - iY \cot(\beta l)} \begin{bmatrix} iY \cot(\beta l) & 2Y_N \\ 2Y_N & iY \cot(\beta l) \end{bmatrix} \quad (9.50)$$

$$S_1 = \frac{Z_G - Z_N}{Z_G + Z_N} \quad (9.51)$$



$$S_4 = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (9.52)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.53)$$

$$W = \Gamma - S \quad (9.54)$$

W matrisi oluşturulursa,

$$W = \begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \quad (9.55)$$

$$a = W^{-1}c \quad (9.56)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.57)$$

$Z_G = Z_N = Z_L = 50\Omega$  olduğu için,  $S_1 = S_2 = 0$  ' dir.

(9.56) eşitliğinden  $a$  değerleri hesaplanmaktadır.  $\alpha$  değerlerin hesabı için  $W$  matrisinin transpozu alınmalıdır. Devre elemanı resiprok olduğu için  $W$  matrisinin transpozu kendisine eşittir.  $c$  matrisi için, ek devre yönteminde kaynak yükün olduğu kaptıya bağlandığı için  $c$  şu şekli almaktadır:

$$c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.58)$$

$$\alpha = (W^T)^{-1} c \quad (9.59)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{11} & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & -S_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.60)$$

$$b = \Gamma a \quad \beta = \Gamma \alpha \quad (9.61)$$

$$G = \frac{\partial a_4}{\partial Z_{01}} = \frac{1}{2Z_0} (\alpha^T a - \beta^T b) \quad (9.62)$$

$$G = \frac{1}{2Z_{01}} \left( \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \right) \quad (9.63)$$

$$G = \frac{1}{2Z_{01}} \left( \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_1 \\ a_4 \end{bmatrix} \right) \quad (9.64)$$

$$G = \frac{\partial a_4}{\partial l} = \frac{iZ_0\beta}{2Z_N \sin^2(\beta l)} (\alpha - \beta)^T \begin{bmatrix} 1 & \cos(\beta l) \\ \cos(\beta l) & 1 \end{bmatrix} (a - b) \quad (9.65)$$

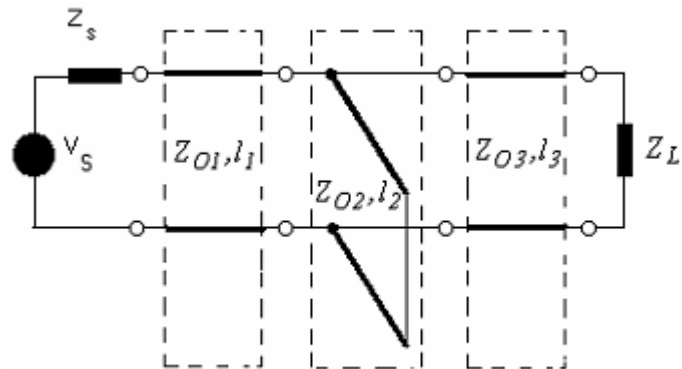
$$G = \frac{iZ_{01}\beta}{2Z_N \sin^2(\beta l_{01})} \begin{bmatrix} \alpha_2 - \beta_2 \\ \alpha_3 - \beta_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & \cos(\beta l_{01}) \\ \cos(\beta l_{01}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 - b_2 \\ a_3 - b_3 \end{bmatrix} \quad (9.66)$$

$$G = \frac{iZ_{01}\beta}{2Z_N \sin^2(\beta l_{01})} \begin{bmatrix} \alpha_2 - \alpha_1 \\ \alpha_3 - \alpha_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & \cos(\beta l_{01}) \\ \cos(\beta l_{01}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 - a_1 \\ a_3 - a_4 \end{bmatrix} \quad (9.67)$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{\partial a_4}{\partial Z_0} & \frac{\partial a_4}{\partial l} \end{bmatrix} \quad (9.68)$$

$$\nabla G_T = \left(1 - \frac{|a_3|^2}{|a_4|^2}\right) \left(1 - \frac{|a_2 - 1|^2}{|a_1|^2}\right) 2 \operatorname{Re}\{a_4^* G\} \quad (9.69)$$

### 9.3.3 Bir T - Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıkları



Şekil 9.3 T- Tipi devre

Toplamda 3 kattan oluşan T-tipi devrenin duyarlılıkları hesaplanırken, seri veya paralel kapısındaki hesaplamalar yapılır. Burada fark, kapı sayısından kaynaklanmaktadır. W bağlantı saçılma matrisinin satır ve sütun sayıları artmaktadır:

$$W = \begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \quad (9.70)$$

$$Wa = c \quad (9.71)$$

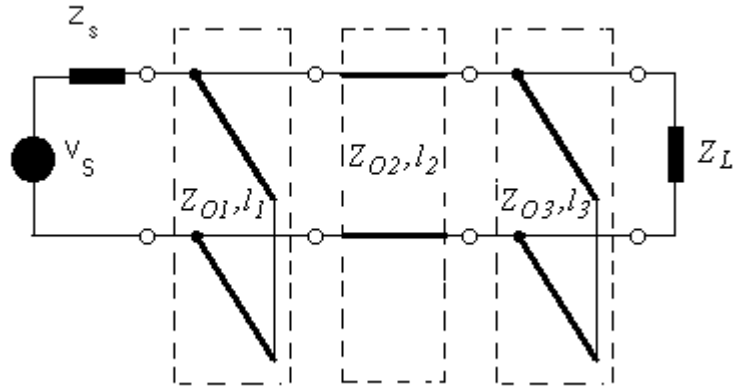
$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.72)$$

$$W^T \alpha = c \quad (9.73)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \alpha_6 \\ \alpha_7 \\ \alpha_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.74)$$

(9.58) ve (9.60) denklemlerinden elde edilen  $a'$  lar ve  $\alpha'$  lar duyarlılık hesabında kullanılmaktadır.

### 9.3.4 Bir II -Tipi Devrenin Kazanç Duyarlılıkları



Şekil 9.4  $\Pi$  - Tipi devre

Toplamda 3 kattan oluşan II-tipi devrenin duyarlılıkları hesaplanırken, seri veya paralel kapısındaki hesaplamalar yapılır. Burada fark, kapı sayısından kaynaklanmaktadır. W bağlantı saçılma matrisinin satır ve sütun sayıları artmaktadır:

$$W = \begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \quad (9.95)$$

$$Wa = c \quad (9.96)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.97)$$

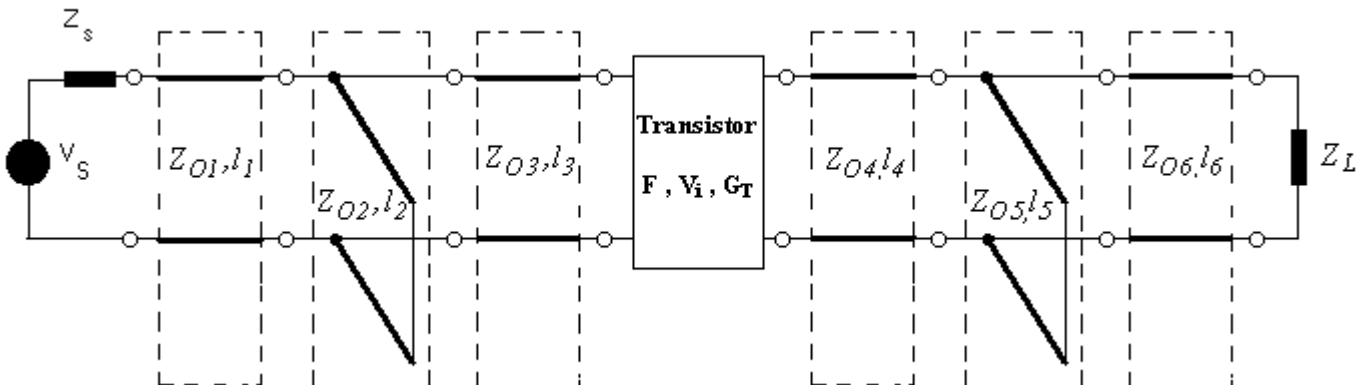
$$W^T \alpha = c \quad (9.98)$$

$$\begin{bmatrix} -S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \alpha_6 \\ \alpha_7 \\ \alpha_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.99)$$

(9.97) ve (9.99) denklemlerinden elde edilen  $a$ ' lar ve  $\alpha$ ' lar duyarlılık hesabında kullanılmaktadır.

### 9.3.5 IMC(T - Tipi)-Transistor-OMC(T - Tipi) İçin Kazanç Duyarlılıkları

Şekil 9.5 IMC(T - Tipi) – Transistor – OMC(T – Tipi) devresi





$$\begin{bmatrix}
-S_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
1 & -S_{111} & -S_{112} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -S_{121} & -S_{122} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 1 & -S_{211} & -S_{212} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -S_{221} & -S_{222} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{311} & -S_{312} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{321} & -S_{322} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{411} & -S_{412} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{421} & -S_{422} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{511} & -S_{512} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{521} & -S_{522} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{611} & -S_{612} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_{621} & -S_{622} & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_7 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
\alpha_1 \\
\alpha_2 \\
\alpha_3 \\
\alpha_4 \\
\alpha_5 \\
\alpha_6 \\
\alpha_7 \\
\alpha_8 \\
\alpha_9 \\
\alpha_{10} \\
\alpha_{11} \\
\alpha_{12} \\
\alpha_{13} \\
\alpha_{14} \\
\alpha_{15} \\
\alpha_{16}
\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0
\end{bmatrix}
\quad (9.124)$$

(9.108) ve (9.110) denklemlerinden elde edilen  $a'$  lar ve  $\alpha'$  lar duyarlılık hesabında kullanılmaktadır. (9.106), (9.108) ve (9.110) denklemlerindeki  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  ve  $S_{22}$  değerleri NE329S01 transistörün S parametreleridir.

#### 9.4 Dalga Yaklaşımı ile Mikrodalga Gürültü Duyarlılık Analizi

Bu çalışmada, kazanç duyarlılıklarının yanı sıra gürültü duyarlılığı da hesaplanmıştır. Şu ana kadar görülmektedir ki; aktif eleman olarak mikrodalga transistör kullanılmıştır. Bir mikrodalga transistörün küçük-ışaret ve gürültü davranışı, genellikle S ve N parametreleriyle ifade edilmektedir. S ve N parametreleri, üretici firma tarafından transistörün konfigürasyon tipi, kutuplama koşulları ve çalışma frekansından oluşan ölçümler sonucu elde edilmektedir.

Daha önceden de belirtildiği gibi, dalga yaklaşımının getirdiği en büyük kolaylık, bir kere dalga değişkenleri hesaplandıktan sonra, her farklı hesaplama için tekrar dalga değişkenlerinin hesaplanacak olmamasıdır. Yani, bir kere dalga değişkenleri hesaplandıktan sonra, diğer bütün hesaplamalar(kazanç duyarlılığı, gürültü duyarlılığı) yapılabilmektedir.



#### 9.4.1 Gürültü Fonksiyonu ve Gradyantları

İlk kat gürültü, bir amplifikatörün tüm gürültü figürleri üzerinde etkilidir. İlk kat gürültü figürü, kaynak empedansı ve transistörün gürültü parametreleri cinsinden elde edilmektedir(Güneş,1980).

$$F = F_M + \frac{R_N}{|Z_{opt}|^2} \cdot \frac{|Z_G - Z_{OPT}|^2}{R_G} \quad (9.125)$$

$$R_G = \text{Real}\{Z_G\}$$

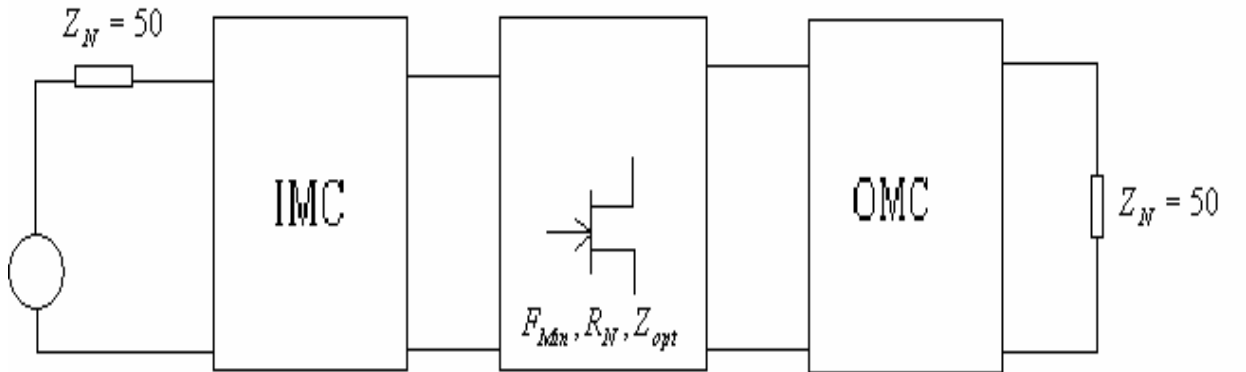
$Z_G$  : Transistörün kaynak empedansı

$R$  : Karşı gelen gürültü rezistansı

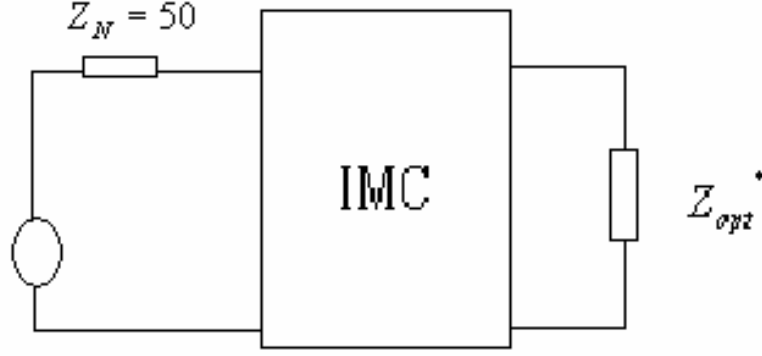
$F_M$  : Minimum gürültü figürü(oran)

$Z_{opt}$  : Optimum kaynak empedansı

Görüldüğü gibi (9.125) denklemindeki F fonksiyonu, sadece  $Z_G$ 'ye bağlı olmakta,  $Z_L$ 'den bağımsız olmaktadır. Dolayısıyla F, sadece IMC pasif parametrelerin( $l, Z_0$ ) fonksiyonudur OMC devresiyle bir bağlantısı yoktur. Yani, aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi IMC(Π - Tipi) - Transistor- OMC(Π - Tipi) ya da IMC(T - Tipi) - Transistor- OMC(T - Tipi) gibi devreler için sadece IMC değerleri göz önüne alınacaktır:



Şekil 9.6 IMC-Transistör-OMC Devresi



Şekil 9.7 IMC Devrenin  $Z_{opt}^*$  ile sonlandırılması

İlk katın gürültü figürü,  $Z_{opt}^*$  ile sonlandırılmış, uyumlaştırılmış giriş devresinin transdüser güç kazancı cinsinden aşağıdaki denklemle ifade edilebilmektedir.

$R_{opt} = \text{Re}al\{Z_{opt}^*\}$  olmak üzere;

$$|Z_G + Z_{opt}^*|^2 - |Z_G - Z_{opt}^*|^2 = 4R_G R_{opt} \quad (9.126)$$

$$\frac{|Z_G - Z_{opt}^*|^2}{R_G} = \frac{|Z_G + Z_{opt}^*|^2}{R_G} - 4R_{opt} \quad (9.127)$$

Giriş uyumlaştırılmış devre pasif ve kayıpsız olduğu için, devrenin transdüser güç kazancı şu şekilde ifade edilir:

$$G_T = \frac{4R_G R_{opt}}{|Z_G + Z_{opt}^*|^2} \quad (9.128)$$

$$\frac{|Z_G + Z_{opt}^*|^2}{R_G} = \frac{4R_{opt}}{G_T} \quad (9.129)$$

(9.129), (9.130)'de yerine konulup, yeniden düzenlenirse;

$$F = F_{\min} + \frac{4R_N R_{opt}}{|Z_{opt}|^2} \left( \frac{1}{G_T} - 1 \right) \quad (9.130)$$

F'in herhangi bir p parametresine göre türevi alınmak istenirse;

$$\frac{\partial F}{\partial p} = \frac{\partial F}{\partial G_T} \frac{\partial G_T}{\partial p} \quad (9.131)$$

Görüldüğü gibi zincir kuralı kullanılarak zaten daha önceden hesaplanmış olan kazanç duyarlılığı, gürültü duyarlılığı hesabında da kullanılmaktadır. (9.131) denkleminde F' in  $G_T$ ' ye göre kısmi türevi alınırsa;

$$F = \frac{4R_N R_{opt}}{|Z_{opt}|^2} \left( \frac{-1}{G_{TIMC}} \right) \quad (9.132)$$

şeklini alır.

$$G_T = \left[ \frac{\partial a_8}{\partial Z_{01}} \quad \frac{\partial a_8}{\partial Z_{02}} \quad \frac{\partial a_8}{\partial Z_{03}} \quad \frac{\partial a_8}{\partial l_{01}} \quad \frac{\partial a_8}{\partial l_{02}} \quad \frac{\partial a_8}{\partial l_{03}} \right] \quad (9.133)$$

$$\nabla G_T = \left( 1 - \frac{|a_7|^2}{|a_8|^2} \right) \left( 1 - \frac{|a_2 - 1|^2}{|a_1|^2} \right) 2 \operatorname{Re} \{ a_8^* G \} \quad (9.134)$$

## 10. KAZANÇ DUYARLILIK YAKLAŞIMI UYGULAMALARI

### NE329S01 Transistoru ile Gerçekleştirilen Kuvvetlendirici Sonuçları

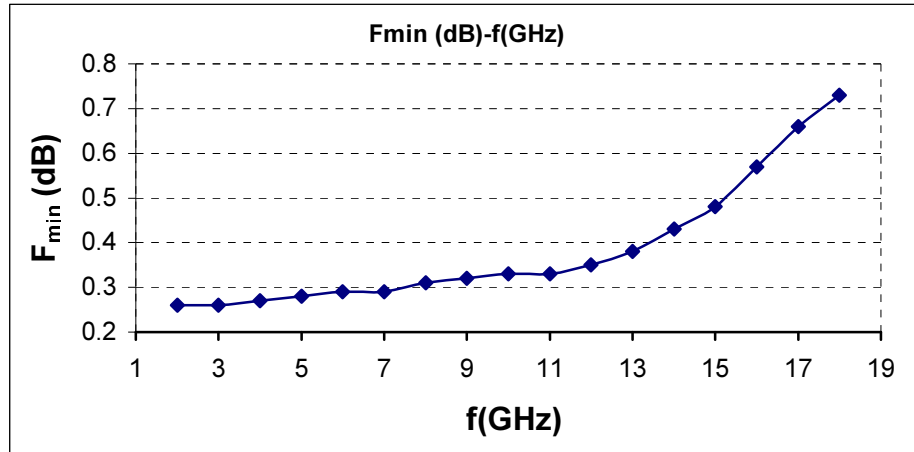
#### Kuvvetlendirici Tasarım Uzayı

En genel halde hat uzunluğu  $\ell$  ve karakteristik empedansından  $Z_0$  oluşan 12 değişkenli bir tasarım değişken uzayı ile  $0.1\text{cm} < \ell < 15\text{cm}$ ,  $30\Omega < Z_0 < 150\Omega$  sınırlamaları içinde çalışılmıştır. NE329S01 transistorunun  $I_c=10\text{ mA}$ ,  $V_{CE}=2\text{ V}$  kutuplaması için  $F_{\min}(f)$ - $f$  (Şekil 10.1)  $F_{\text{req}}=0.46\text{dB}$  seçilmiş ve  $V_i=1$  sınırlamaları içinde maksimum kazanç  $G_{T_{\max}}$  frekans değişimi Şekil 10.1’de verilmiştir. Buna göre “Tasarım Hedef Uzayı” olarak Şekil 10.2’deki  $G_{T_{\max}} - f$  değişim eğrisinden  $F_{\text{req}}=0.46\text{dB}$ ,  $V_{i\text{req}}=1$ ,  $G_{T_{\text{req}}} = 12\text{dB}$  band genişliği  $B=3\text{-}10\text{GHz}$  belirlenmiştir. Ayrıca bu performans hedeflerini gerçekleyen kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  sonlandırmaları da Şekil 10.3’de verilmiştir.

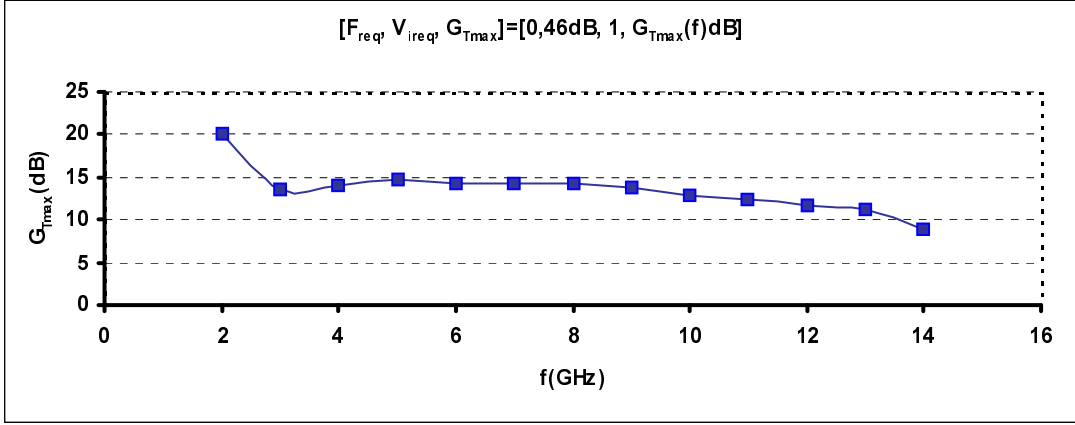
**Transistorun Ad: NE329S01**

**Kutuplama Koşulu:  $V_{CE}=2\text{V}$ ,  $I_C=10\text{mA}$**

**Çalışma Band: 2-18 GHz**

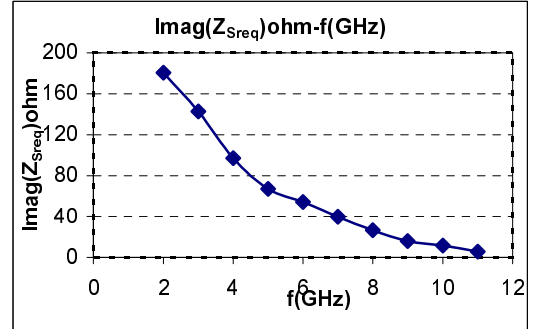
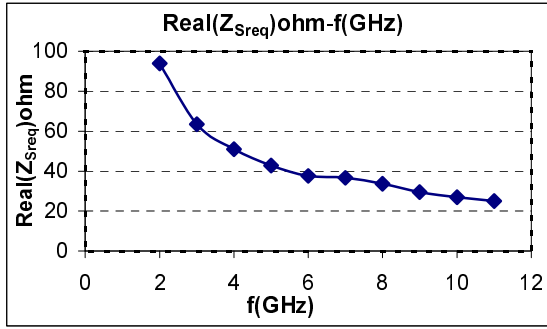


Şekil 10.1 NE329S01 Transistorunun  $I_c=10\text{ mA}$ ,  $V_{CE}=2\text{ V}$  kutuplaması için  $F_{\min}(f)$  Değişimi (Güneş, 2002)

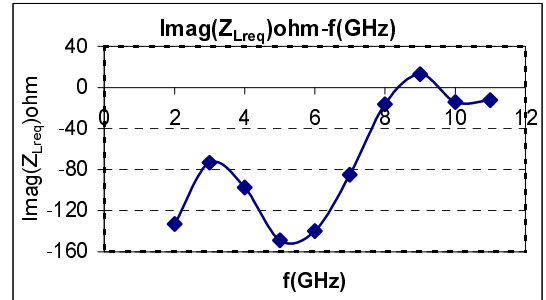
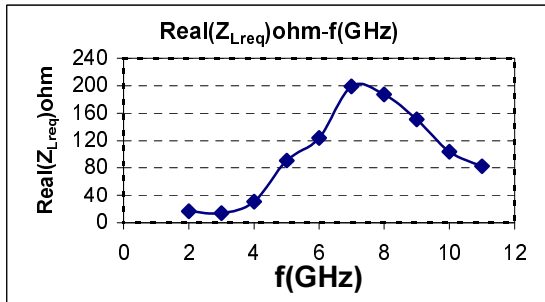


Şekil 10.2 NE329S01 Transistorunun  $F=0,46\text{dB}$ ,  $V_i=1$   $G_{Tmax}(f)$  Değişimi

(Koşulları:  $V_{CE}=2$  V;  $I_C=10$  mA Çalışma Band Genişliği : 2 - 18 GHz) (Güneş, 2002)



a) Kaynak Sonlandırmaları

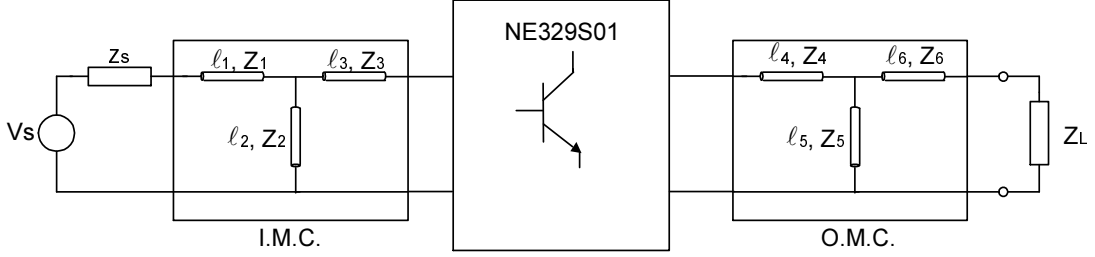


b) Yük Sonlandırmaları

Şekil 10.3 NE329S01 Transistoru için (0,46dB ,1, 12dB) uyumlu üçlülerinin sonlandırma fonksiyonları (Güneş, 2002)

## 10.1 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

### 12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri



Şekil 10.4 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

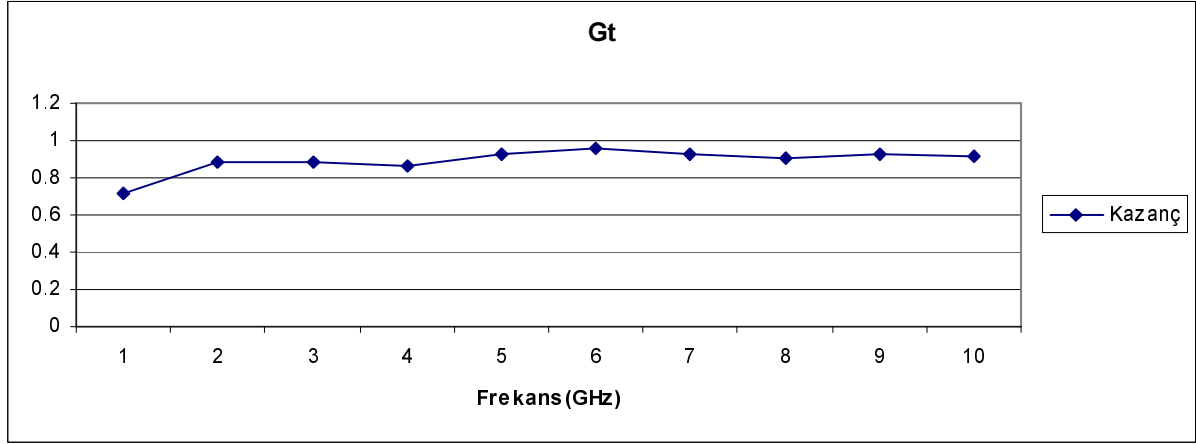
Kaynak Empedansını NE329S01 Transistörünün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresinin Tasarımı

Bu devrede 3 adet  $l$  uzunluğu ve 3 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm  $G_{Treq}(\omega_i)$  değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 10.1 Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri

Frekans(GHz)	Kazanç	Re $\{Z_{out}\}$	Im $\{Z_{out}\}$	Re $\{Z_S\}$	Im $\{Z_S\}$
2	0.7206	76.83	-50.07i	93.99	180,61
3	0.885	105.71	-11.80i	63.52	142.87
4	0.8811	93.40	25.62i	51.04	97.3
5	0.8682	67.67	37.67i	42.91	67.01
6	0.9238	48.12	34.17i	37.57	54.02
7	0.9593	36.32	25.57i	36.57	36.59
8	0.9298	29.79	15.92i	33.57	26.58
9	0.9014	26.67	6.24i	29.43	15.87

10	0.9258	25.99	-3.46i	26.92	18.203
11	0.911	27.49	-13.67i	24.89	19.480



Şekil 10.5 Giriş uygunlaştırma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

$$L1= 12.7273 \text{ cm}, L2= 1.1869 \text{ cm}, L3= 0.2924 \text{ cm},$$

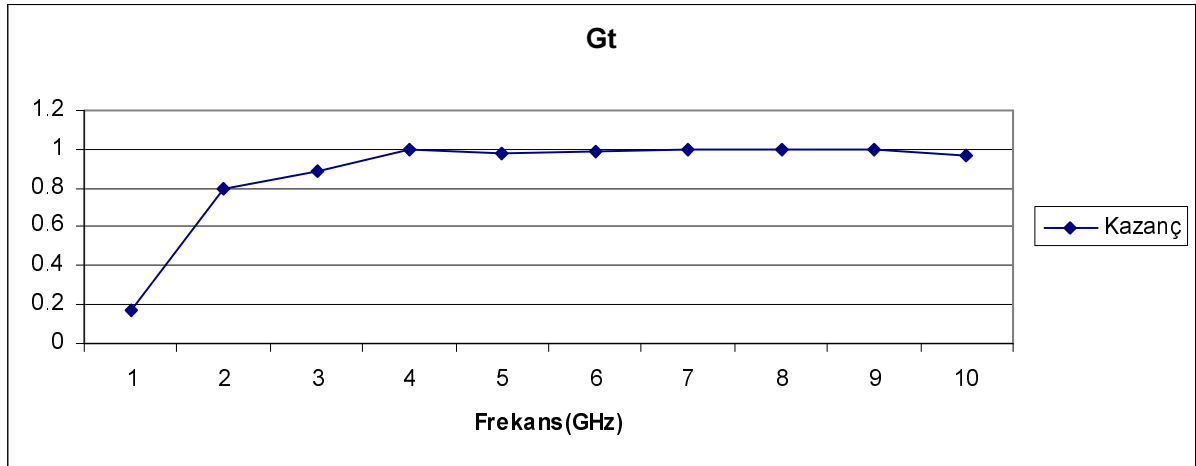
$$Z1= 89.9864 \Omega, Z2= 150.0031 \Omega, Z3 = 125.0004 \Omega.$$

Yük Empedansını NE329S01 Transistörünün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinin Tasarımı

Bu devrede 3 adet  $l$  uzunluğu ve 3 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm  $G_{Treq}(\omega_i)$  değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 10.2 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri

Frekans (GHz)	Kazanç	Re{Z <sub>in</sub> }	Im{Z <sub>in</sub> }	Re{Z <sub>s</sub> }	Im{Z <sub>s</sub> }
2	0.1697	16.56	-42.87i	16.87	-132.83
3	0.7949	26.54	-73.34i	14.01	-73.29
4	0.8866	42.85	-107.40i	30.97	-97.55
5	0.9995	73.78	-143.06i	90.71	-148.77
6	0.9821	129.36	-166.00i	124.07	-139.91
7	0.9923	195.16	-142.25i	199.05	-84.99
8	0.9936	211.73	-79.12i	187.32	-16.18
9	0.9983	178.98	-41.30i	151.03	12.81
10	0.9936	142.84	-38.50i	103.88	-14.06
11	0.9684	119.47	-53.17i	82.37	-12.13



Şekil 10.6 Çıkış uygunlaştırma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

L1= 13.8485 cm , L2= 1.0193 cm , L3= 0.6487 cm,

Z1= 150.0040 Ω, Z2 = 140.0168 Ω , Z3= 90.0042 Ω.



### Ayrı Ayrı Tasarlanan “T” Tipi Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

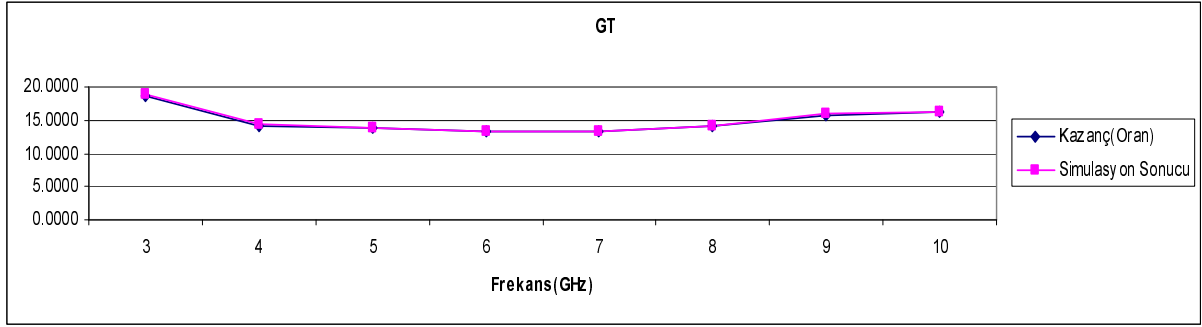
Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uyumlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $l$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uyumlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $l$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 1’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo ‘daki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 10.3 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

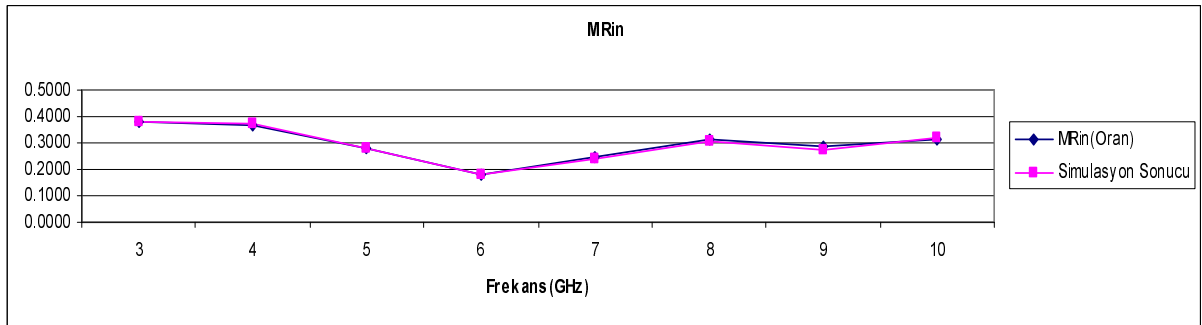
Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	18.7619	18.9	0.3769	0.381	1.0830	1.0800
4	14.2332	14.3	0.3666	0.371	1.0770	1.0800
5	13.8575	13.9	0.2774	0.282	1.0858	1.0900
6	13.3124	13.4	0.1824	0.181	1.1126	1.1100
7	13.2213	13.3	0.2497	0.242	1.1558	1.1500
8	14.0143	14.1	0.3151	0.305	1.1685	1.1600
9	15.7759	16	0.2861	0.274	1.1434	1.1400
10	16.1871	16.4	0.3110	0.322	1.0793	1.0800

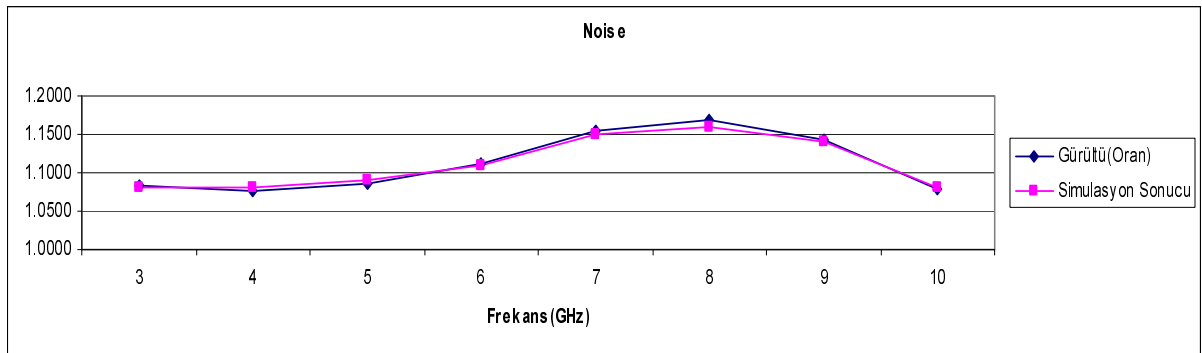
$L_1 = 12.7273$  cm,  $L_2 = 1.1869$  cm,  $L_3 = 0.2924$  cm,  $L_4 = 13.8485$  cm,  $L_5 = 1.0193$  cm,  $L_6 = 0.6487$  cm,  $Z_1 = 89.9864 \Omega$ ,  $Z_2 = 150.0031 \Omega$ ,  $Z_3 = 125.0004 \Omega$ ,  $Z_4 = 150.0040 \Omega$ ,  $Z_5 = 140.0168 \Omega$ ,  $Z_6 = 90.0042 \Omega$ .



Şekil 10.7 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



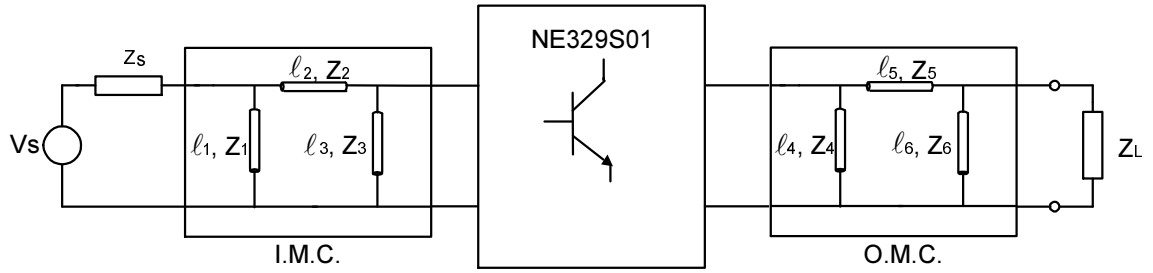
Şekil 10.8 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.9 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

## 10.2 “Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

### 12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri



Şekil 10.10 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

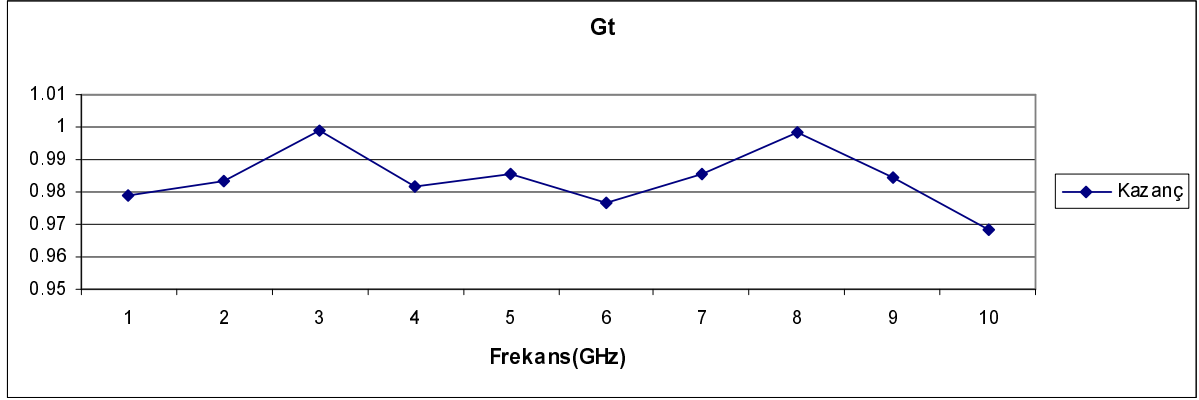
Kaynak Empedansını NE329S01 Transistörünün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Giriş Uydurma Devresinin Tasarımı

Bu devrede 3 adet  $l$  uzunluğu ve 3 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm  $G_{Treq}(\omega_i)$  değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 10.4 Kaynak empedansı ile NE329S01 transistörünün giriş empedansı değerleri

Frekans(GHz)	Kazanç	Re $\{Z_{out}\}$	Im $\{Z_{out}\}$	Re $\{Z_{TRS}\}$	Im $\{Z_{TRS}\}$
2	0.9789	109,69	148,08i	93.99	180,61
3	0.9831	75,35	122,86i	63.52	142.87
4	0.999	54,41	98,77i	51.04	97.3
5	0.9814	42,26	78,52i	42.91	67.01
6	0.9857	35,2	61,78i	37.57	54.02
7	0.9769	31,21	47,71i	36.57	36.59
8	0.9858	29,27	35,60i	33.57	26.58
9	0.9986	28,87	24,96i	29.43	15.87

10	0.9842	29,77	15,50i	26.92	18.203
11	0.9686	31,91	7,11i	24.89	19.480



Şekil 10.11 Giriş uydurma devresi için kazanç - frekans Karakteristiği

$L_1 = 0.6743$  cm,  $L_2 = 13.1435$  cm,  $L_3 = 0.7917$  cm,

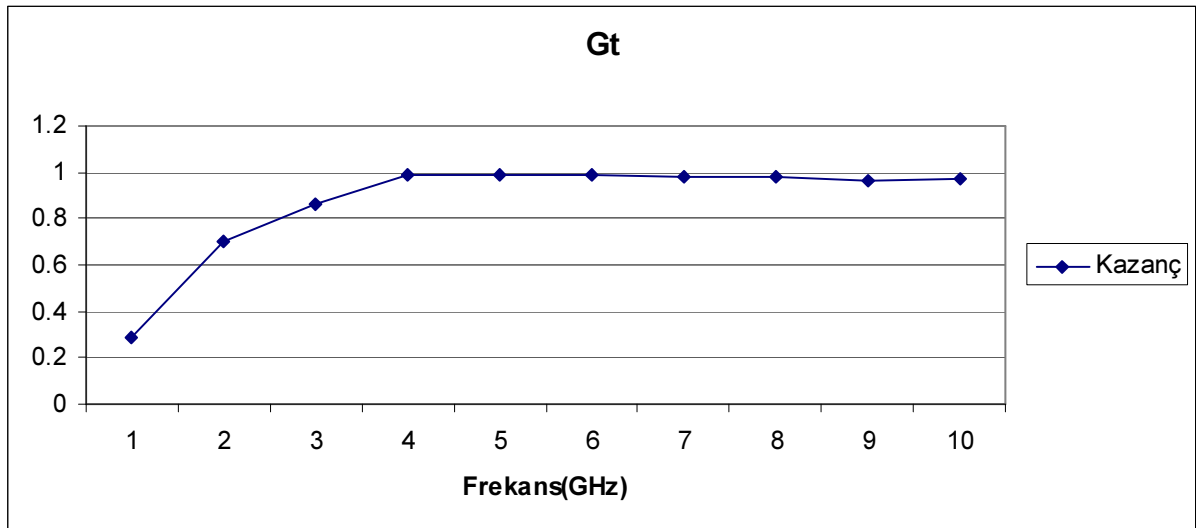
$Z_1 = 29.9998 \Omega$ ,  $Z_2 = 39.9984 \Omega$ ,  $Z_3 = 67.5005 \Omega$ .

Yük Empedansını NE329S01 Transistörünün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Çıkış Uydurma Devresinin Tasarımı

Bu devrede 3 adet  $l$  uzunluğu ve 3 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 6 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen tüm  $G_{Treq}(\omega_i)$  değerleri birlikte verilmiştir.

Çizelge 10.5 Yük empedansı ile NE329S01 transistörünün çıkış empedansı değerleri

Frekans (GHz)	Kazanç	Re{Z <sub>in</sub> }	Im{Z <sub>in</sub> }	Re{Z <sub>TRL</sub> }	Im{Z <sub>TRL</sub> }
2	0.2844	7,5	- 40,24i	16.87	-132.83
3	0.7023	16,62	-62,25i	14.01	-73.29
4	0.8653	33,79	-89,53i	30.97	-97.55
5	0.9913	73,99	-122,74i	90.71	-148.77
6	0.9873	171,05	-125,86i	124.07	-139.91
7	0.9887	228,77	7,84i	199.05	-84.99
8	0.9763	138,35	75,65i	187.32	-16.18
9	0.9808	81,67	60,26i	151.03	12.81
10	0.9659	58,36	35,98i	103.88	-14.06
11	0.9743	50,02	13,47i	82.37	-12.13



Şekil 10.12 Çıkış uydurma devresi için kazanç - frekans karakteristiği

L1= 13.8485 cm, L2= 1.0193 cm, L3= 14.0154 cm,

Z1= 60.0237 Ω, Z2= 119.9938 Ω, Z3= 59.9959 Ω.

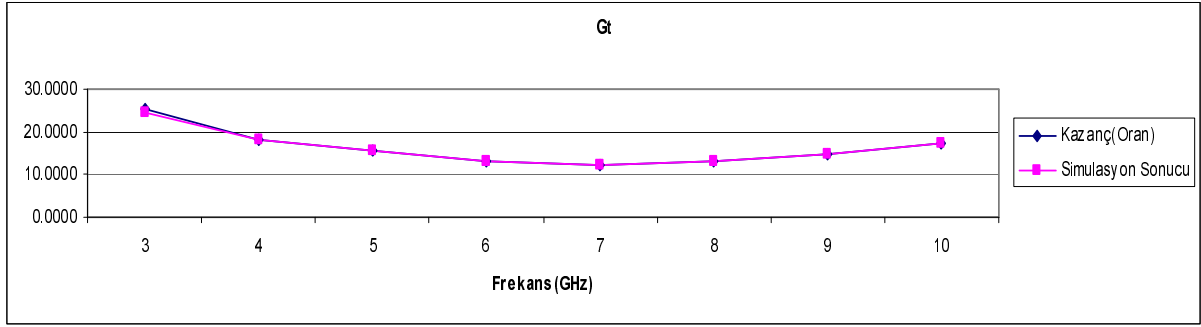
## Ayrı Ayrı Tasarlanan Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uyumlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $\Gamma$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uyumlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $\Gamma$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 1’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo 10.6’daki sonuçlar elde edilmiştir.

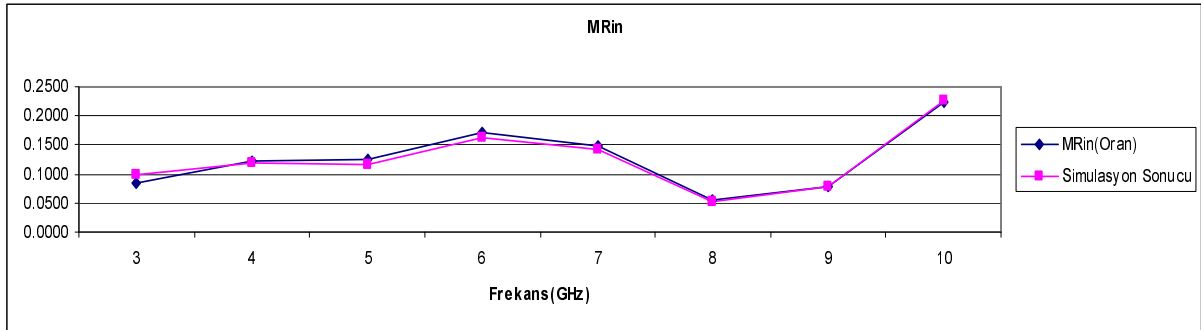
Çizelge 10.6 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	25.3749	24.7	0.0841	0.1	1.1129	1.11
4	18.3440	18	0.1222	0.119	1.1099	1.1
5	15.6825	15.5	0.1248	0.116	1.1279	1.12
6	13.0250	12.9	0.1718	0.163	1.1428	1.14
7	12.3399	12.2	0.1489	0.143	1.1366	1.13
8	13.1180	13	0.0555	0.0533	1.1212	1.12
9	14.6787	14.6	0.0794	0.0799	1.1246	1.12
10	17.3747	17.3	0.2247	0.227	1.1102	1.11

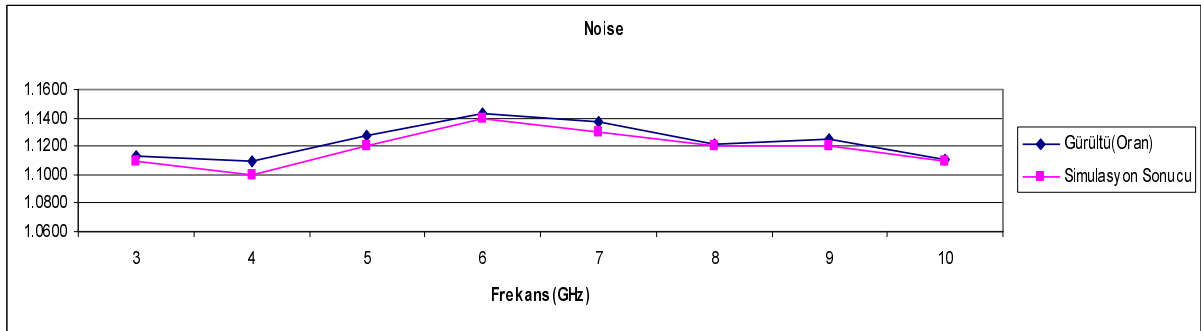
$L_1 = 0.6743$  cm,  $L_2 = 13.1435$  cm,  $L_3 = 0.7917$  cm,  $L_4 = 13.9884$  cm,  $L_5 = 1.1422$  cm,  $L_6 = 14.0154$  cm,  $Z_1 = 29.9998 \Omega$ ,  $Z_2 = 39.9984 \Omega$ ,  $Z_3 = 67.5005 \Omega$ ,  $Z_4 = 60.0237 \Omega$ ,  $Z_5 = 119.9938 \Omega$ ,  $Z_6 = 59.9959 \Omega$ .



Şekil 10.13 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

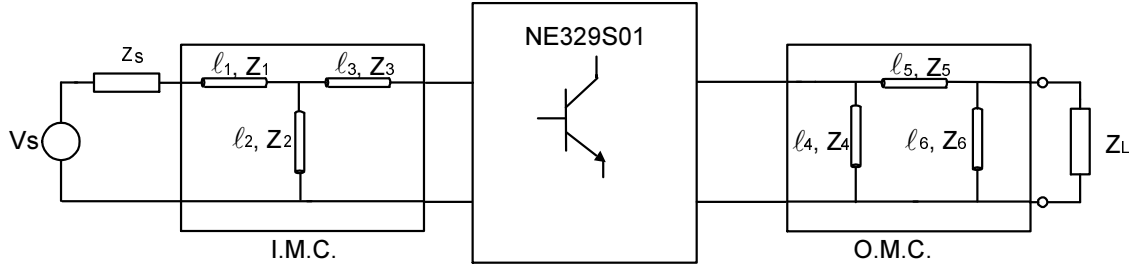


Şekil 10.14 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.15 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 10.3 12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 10.16 Giriş “T” tipi ve çıkış “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Giriş “T” Tipi, Çıkış “Π” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

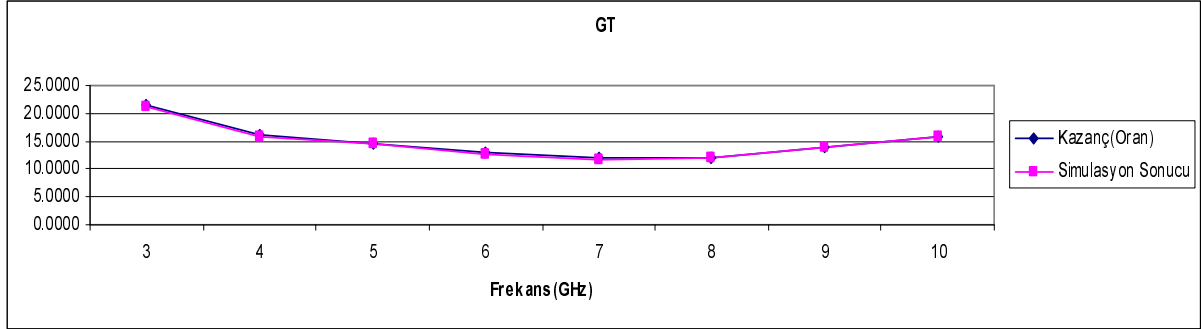
Çizelge 10.7 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

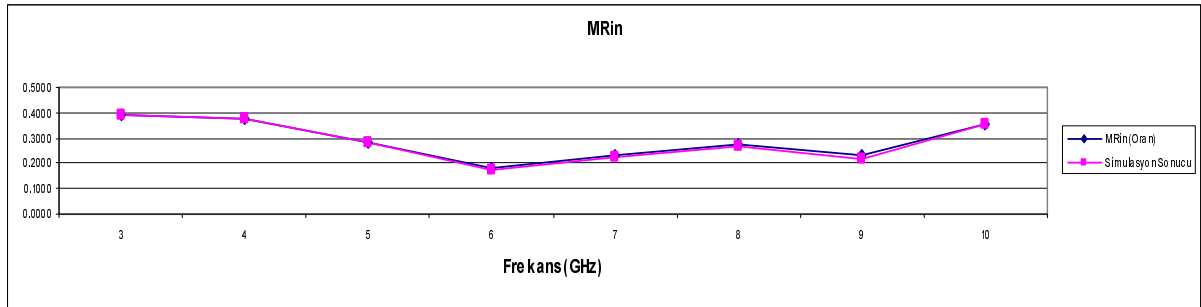
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	21.5901	21.1	0.3939	0.394	1.0830	1.08
4	15.9814	15.7	0.3766	0.378	1.0770	1.08
5	14.6579	14.4	0.2826	0.285	1.0858	1.09
6	12.9926	12.8	0.1787	0.176	1.1126	1.11
7	11.9463	11.8	0.2310	0.223	1.1558	1.15
8	12.1378	12.1	0.2785	0.269	1.1685	1.16
9	13.9591	14	0.2346	0.221	1.1434	1.14
10	15.9536	15.9	0.3580	0.358	1.0793	1.08



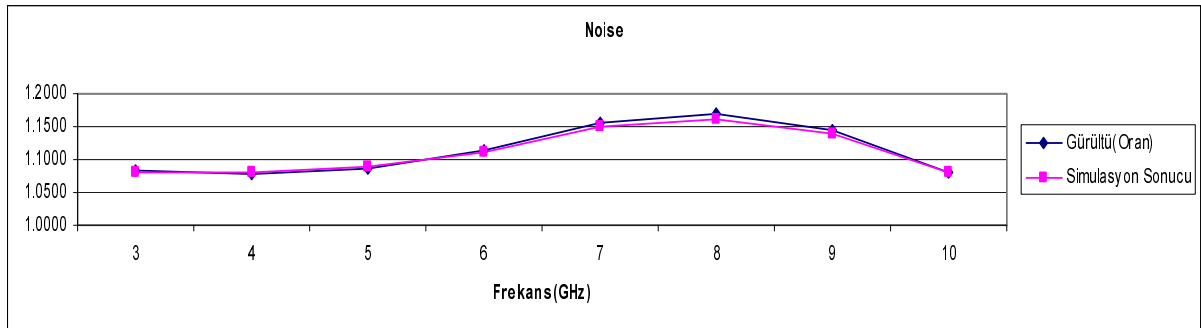
$L1= 12.7273$  cm,  $L2= 1.1869$  cm,  $L3= 0.2924$  cm,  $L4= 13.9884$  cm,  $L5= 1.1422$  cm,  
 $L6= 14.0154$  cm,  $Z1= 89.9864 \Omega$ ,  $Z2= 150.0031 \Omega$ ,  $Z3= 125.0004 \Omega$ ,  $Z4= 60.0237 \Omega$ ,  
 $Z5= 119.9938 \Omega$ ,  $Z6= 59.9959 \Omega$ .



Şekil 10.17 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

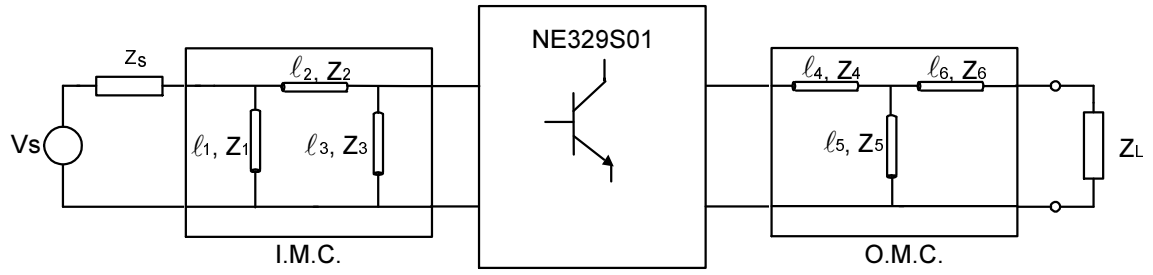


Şekil 10.18 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.19 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 10.4 12 Değişkenli $\Pi$ -T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi



Şekil 10.20 Giriş “ $\Pi$ ” tipi ve çıkış “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Giriş “ $\Pi$ ” Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

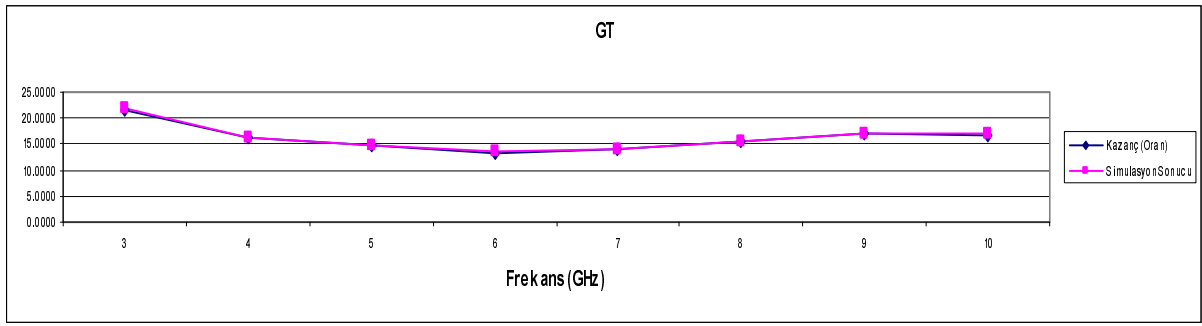
Çizelge 10.8 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

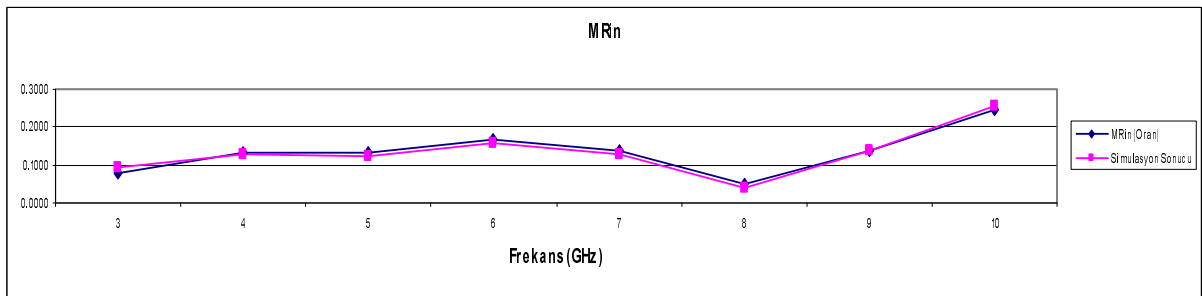
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	21.7355	21.9	0.0777	0.0934	1.1129	1.11
4	16.1493	16.3	0.1337	0.129	1.1099	1.11
5	14.7505	14.9	0.1321	0.122	1.1279	1.12
6	13.3776	13.5	0.1689	0.158	1.1428	1.14
7	13.8359	13.9	0.1369	0.128	1.1366	1.13
8	15.5216	15.6	0.0492	0.0395	1.1212	1.12

9	16.8626	17	0.1365	0.136	1.1246	1.12
10	16.8200	17.1	0.2478	0.254	1.1102	1.11

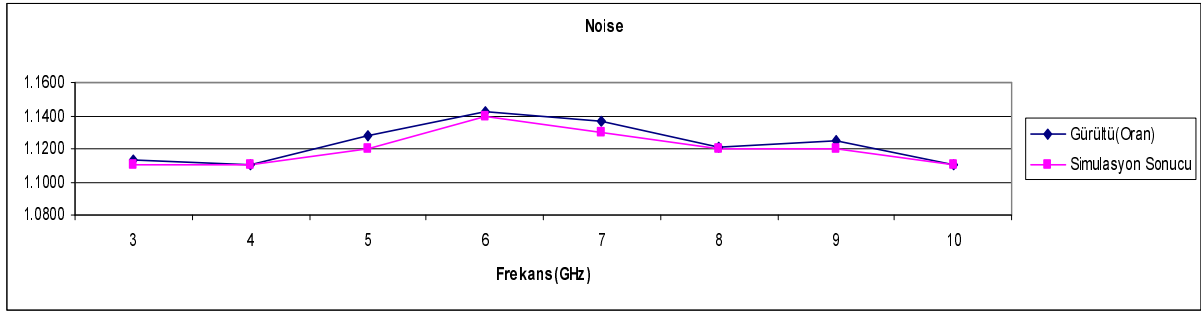
$L1= 0.6743$  cm,  $L2= 13.1435$  cm,  $L3= 0.7917$  cm,  $L4= 13.8485$  cm,  $L5= 1.0193$  cm,  
 $L6= 0.6487$  cm,  $Z1= 29.9998 \Omega$ ,  $Z2= 39.9984 \Omega$ ,  $Z3= 67.5005 \Omega$ ,  $Z4= 150.0040 \Omega$ ,  
 $Z5= 140.0168 \Omega$ ,  $Z6= 90.0042 \Omega$ .



Şekil 10.21 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



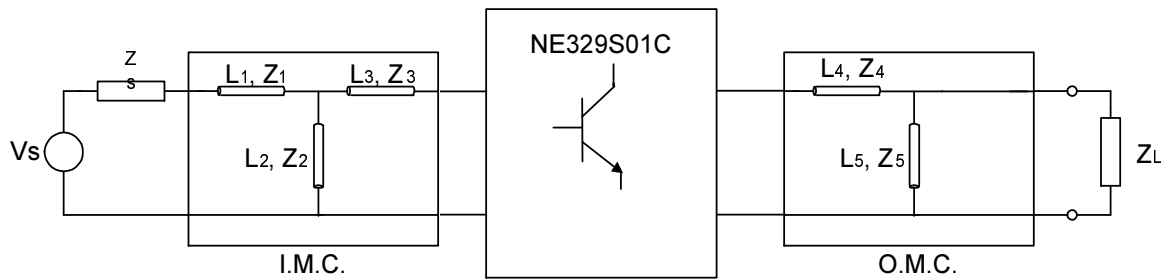
Şekil 10.22 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.23 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 10.5 Giriş “T” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Bu devrede 5 adet  $l$  uzunluğu ve 5 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{ireq}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

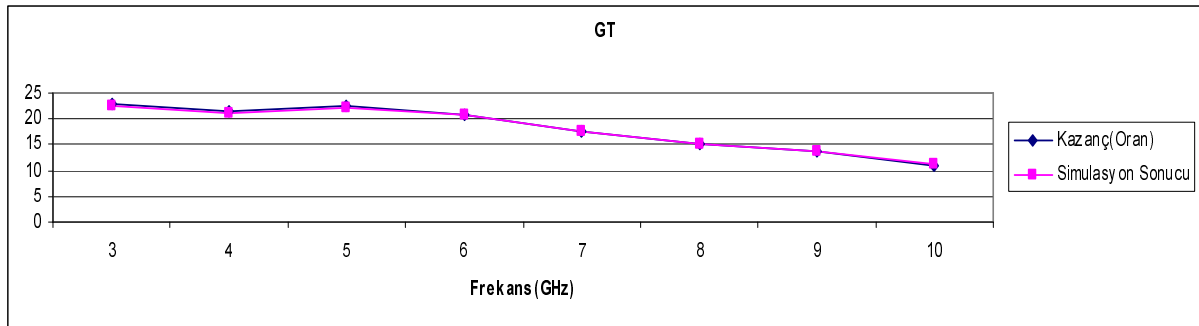


Şekil 10.24 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

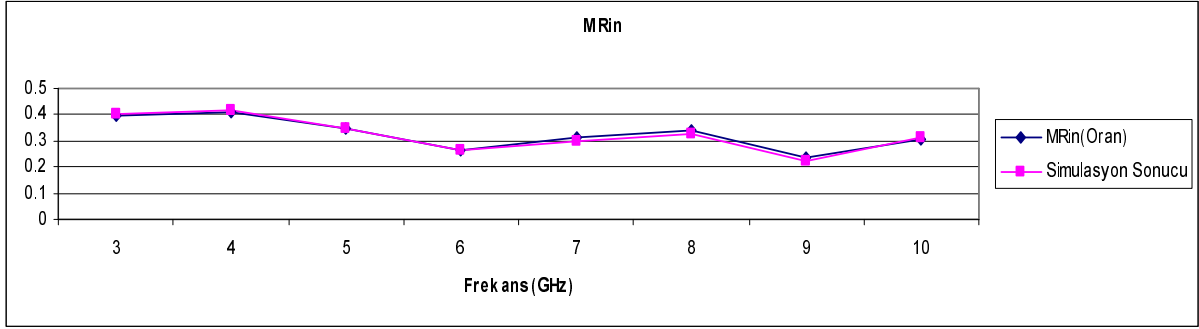
Çizelge 10.9 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	22.7518	22.4	0.398	0.4	1.083	1.08
4	21.4073	21.1	0.4126	0.415	1.077	1.08
5	22.5317	22.2	0.347	0.349	1.0858	1.09
6	20.8079	20.7	0.2672	0.263	1.1126	1.11
7	17.5181	17.5	0.3119	0.302	1.1558	1.15
8	14.9716	15.1	0.3398	0.329	1.1685	1.16
9	13.576	13.7	0.2377	0.225	1.1434	1.14
10	11.0274	11.1	0.3073	0.314	1.0793	1.08

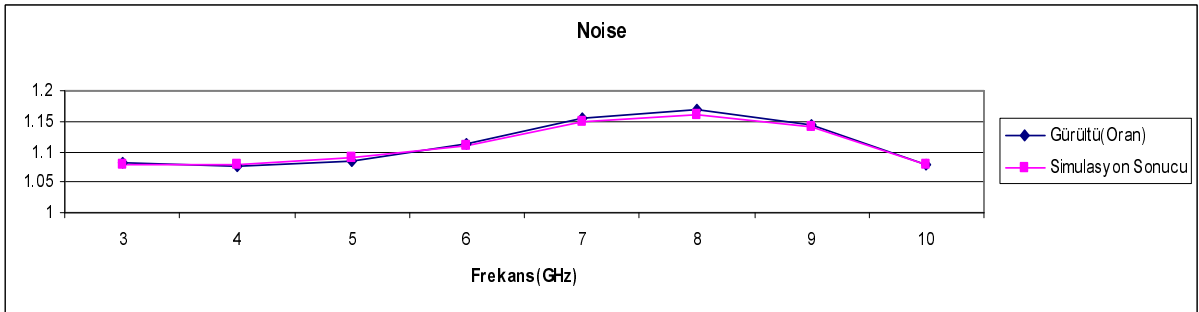
$L_1 = 12.7273$  cm,  $L_2 = 1.1869$  cm,  $L_3 = 0.2924$  cm,  $L_4 = 14.2202$  cm,  $L_5 = 14.1908$  cm,  
 $Z_1 = 89.9864 \Omega$ ,  $Z_2 = 150.0031 \Omega$ ,  $Z_3 = 125.0004 \Omega$ ,  $Z_4 = 80.0550 \Omega$ ,  $Z_5 = 60.0384 \Omega$ .



Şekil 10.25 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



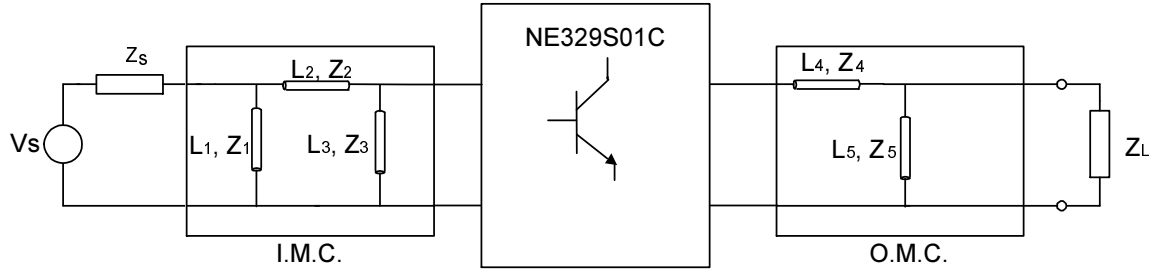
Şekil 10.26 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.27 Giriş “T” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 10.6 Giriş “II” Tipi, Çıkış “L” Tipi (Seri ve Paralel) Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Bu devrede 5 adet  $l$  uzunluğu ve 5 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

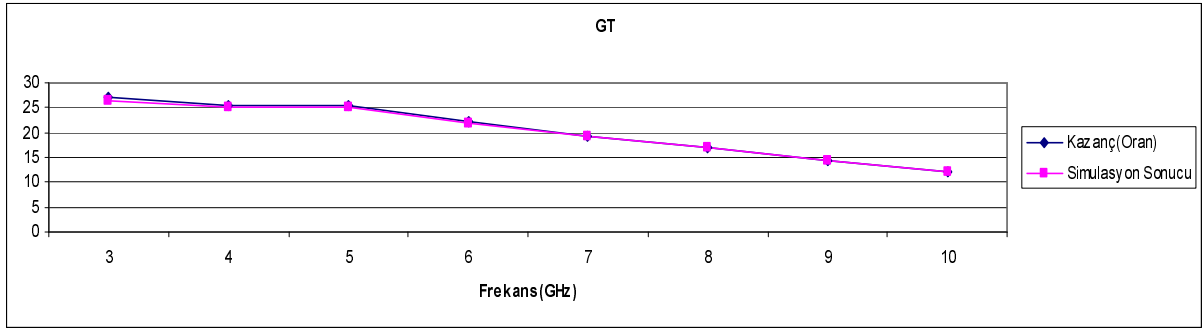


Şekil 10.28 Giriş “Π” ve çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

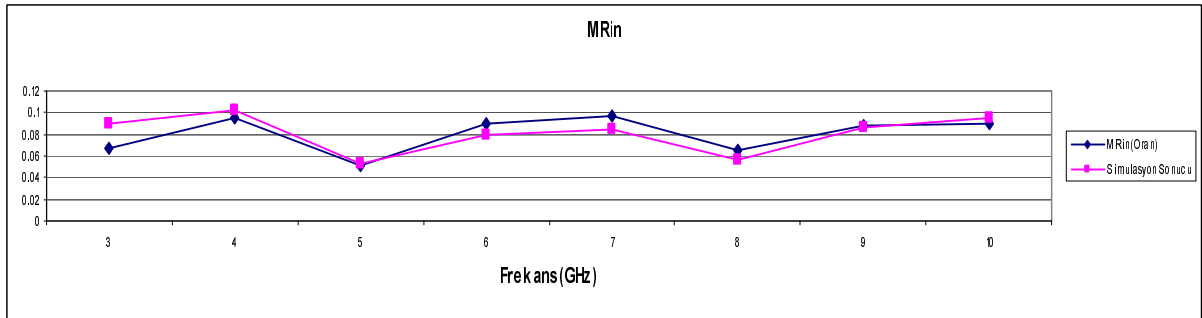
Çizelge 10.10 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	26.9113	26.4	0.0677	0.0901	1.1129	1.11
4	25.5643	25.2	0.0955	0.102	1.1099	1.1
5	25.5471	25.2	0.0518	0.0525	1.1279	1.12
6	22.2229	22	0.0908	0.0793	1.1428	1.14
7	19.226	19.1	0.0962	0.0854	1.1366	1.13
8	16.8538	16.8	0.0654	0.0573	1.1212	1.12
9	14.2787	14.3	0.0877	0.087	1.1246	1.12
10	12.078	12.2	0.0904	0.0955	1.1102	1.11

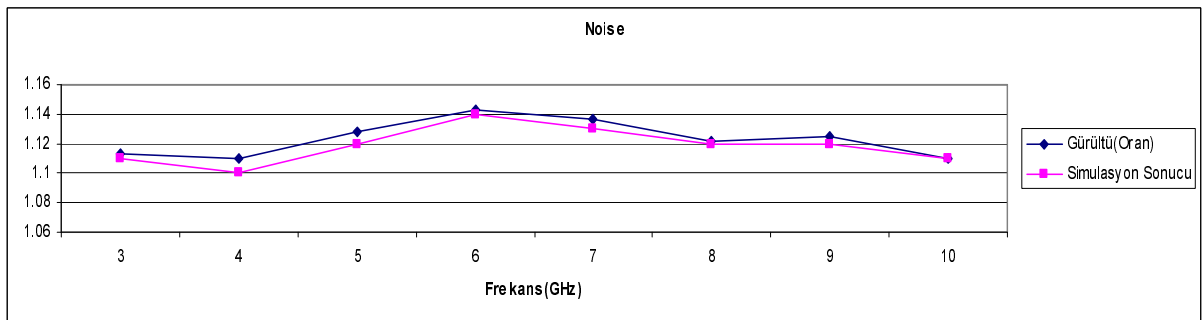
$L_1 = 0.6743$  cm,  $L_2 = 13.1435$  cm,  $L_3 = 0.7917$  cm,  $L_4 = 14.2202$  cm,  $L_5 = 14.1908$  cm,  
 $Z_1 = 29.9998$   $\Omega$ ,  $Z_2 = 39.9984$   $\Omega$ ,  $Z_3 = 67.5005$   $\Omega$ ,  $Z_4 = 80.0550$   $\Omega$ ,  $Z_5 = 60.0384$   $\Omega$ .



Şekil 10.29 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 10.30 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi

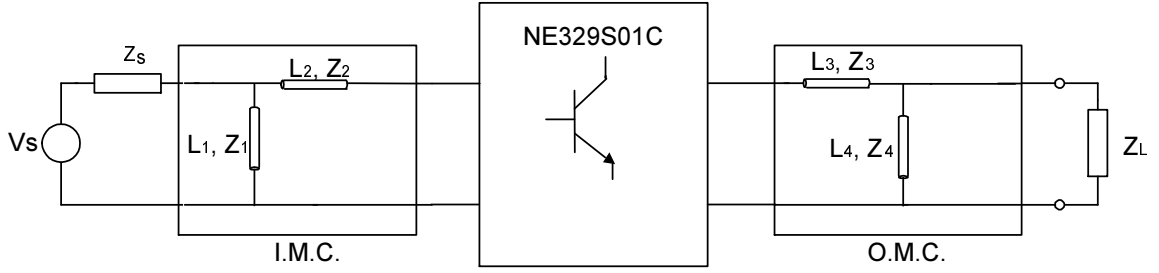


Şekil 10.31 Giriş “Π” tipi, çıkış “L” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi



### 10.7 Giriş ve Çıkış “L” Tipi (Giriş Uydurma Devresi: Paralel ve Seri; Çıkış Uydurma Devresi: Seri ve Paralel) Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Bu devrede 4 adet  $l$  uzunluğu ve 4 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 8 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

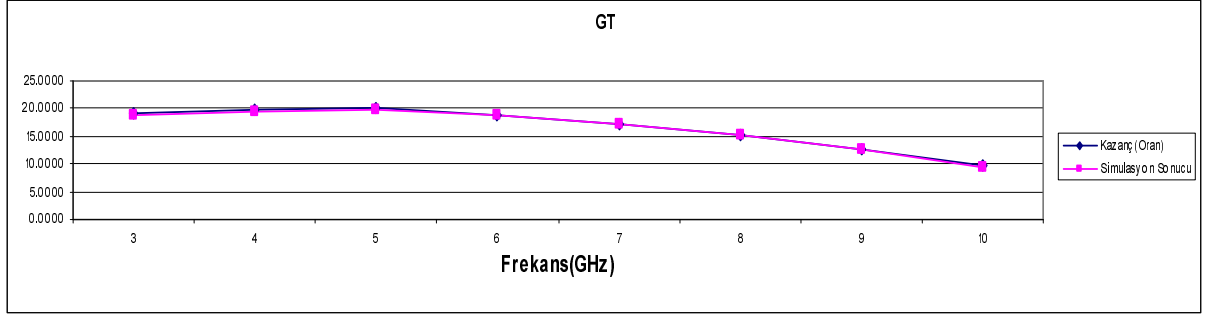


Şekil 10.32 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendirici

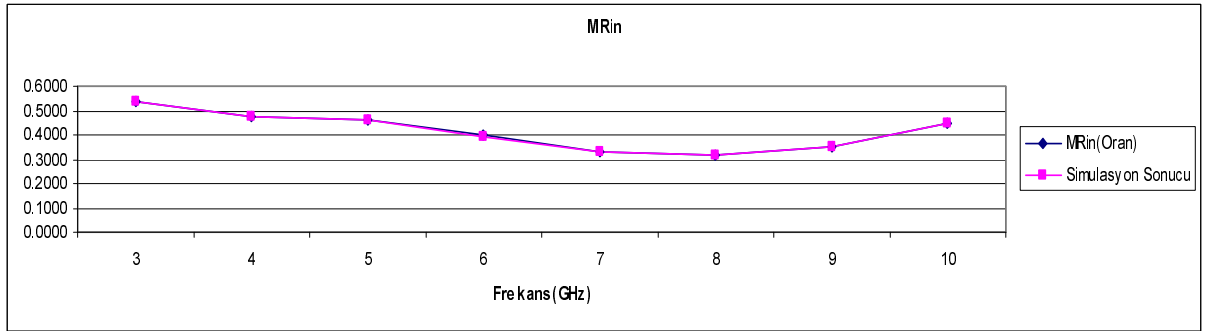
Çizelge 10.11 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	Mrin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	19.1788	18.8	0.5391	0.541	1.2205	1.22
4	19.8897	19.6	0.4786	0.479	1.1763	1.18
5	20.0659	19.8	0.4655	0.464	1.1638	1.16
6	18.8647	18.7	0.3976	0.396	1.1461	1.15
7	17.2620	17.2	0.3324	0.331	1.1276	1.13
8	15.2322	15.2	0.3164	0.316	1.1049	1.1
9	12.6391	12.7	0.3488	0.349	1.0986	1.1
10	9.7191	9.48	0.4493	0.45	1.1069	1.11

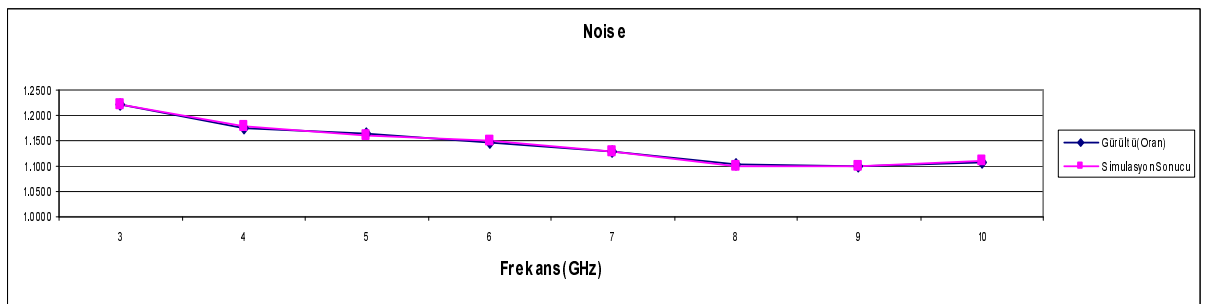
$L1 = 1.0749 \text{ cm}$  ,  $L2 = 0.4993 \text{ cm}$  ,  $L3 = 14.2202 \text{ cm}$  ,  $L4 = 14.1908 \text{ cm}$  ,  $Z1 = 120.0150 \Omega$  ,  
 $Z2 = 64.9982 \Omega$  ,  $Z3 = 80.0550 \Omega$  ,  $Z4 = 60.0384 \Omega$ .



Şekil 10.33 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 10.34 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.35 Giriş ve çıkış “L” tipi Uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

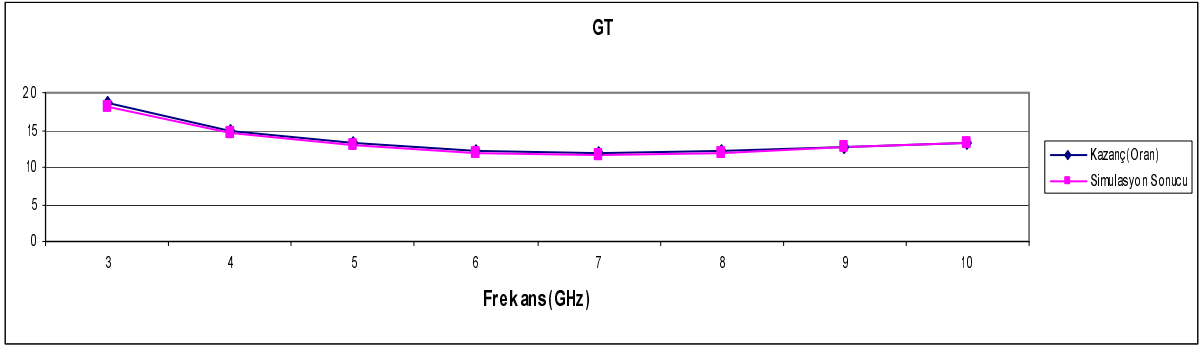
### 10.8 Giriş “L” (Paralel ve Seri) Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Bu devrede 5 adet  $l$  uzunluğu ve 5 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

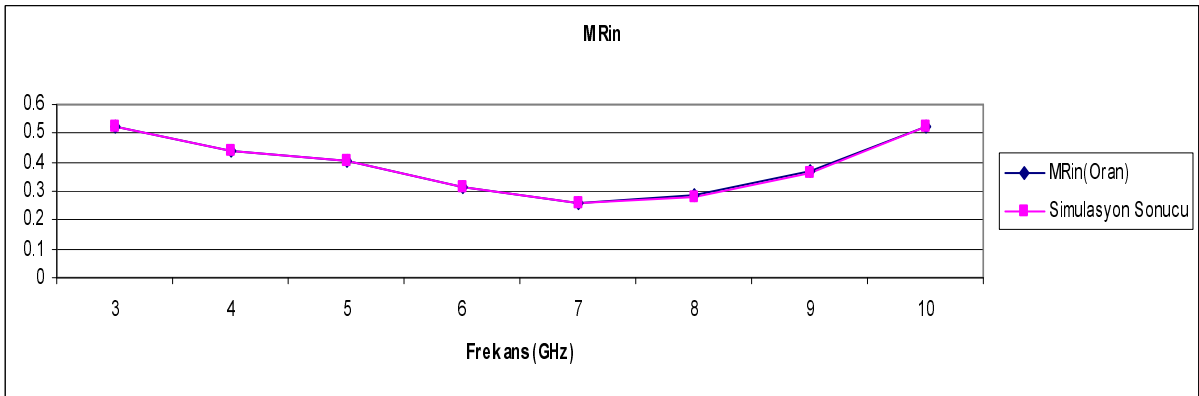
Çizelge 10.12 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	18.5678	18.1	0.5229	0.525	1.2205	1.22
4	14.9933	14.7	0.4414	0.443	1.1763	1.18
5	13.3426	13.1	0.403	0.404	1.1638	1.16
6	12.0765	11.9	0.3165	0.316	1.1461	1.15
7	11.78	11.6	0.2579	0.256	1.1276	1.13
8	12.0958	12	0.2842	0.28	1.1049	1.1
9	12.7519	12.7	0.3698	0.365	1.0986	1.1
10	13.2722	13.3	0.5241	0.523	1.1069	1.11

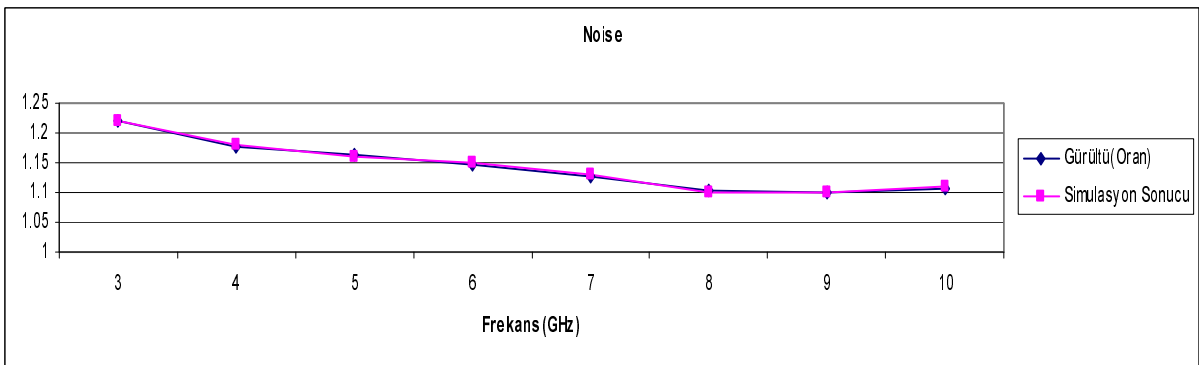
$L_1= 1.0749$  cm,  $L_2= 0.4993$  cm,  $L_3= 13.9884$  cm,  $L_4= 1.1422$  cm,  $L_5= 14.0154$  cm,  
 $Z_1= 120.0150 \Omega$ ,  $Z_2= 64.9982 \Omega$ ,  $Z_3= 60.0237 \Omega$ ,  $Z_4= 119.9938 \Omega$ ,  $Z_5 = 59.9959 \Omega$ .



Şekil 10.36 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 10.37 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 10.38 Giriş “L” tipi, çıkış “Π” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

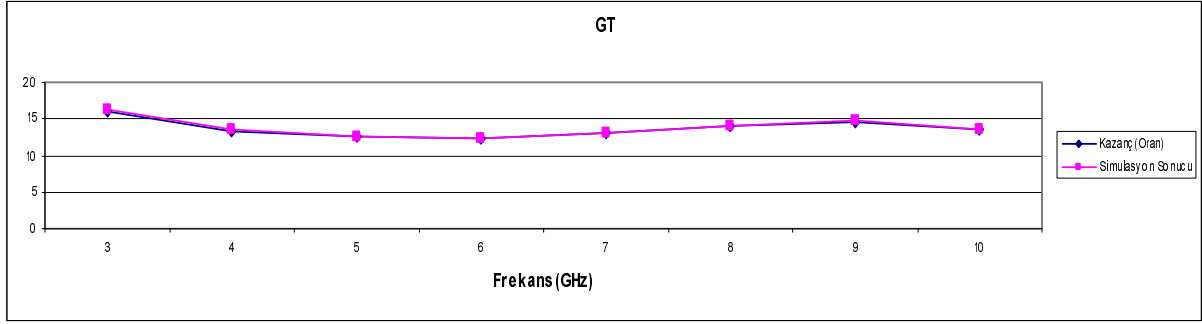
### 10.9 Giriş “L” (Paralel ve Seri) Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi

Bu devrede 5 adet l uzunluğu ve 5 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 10 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

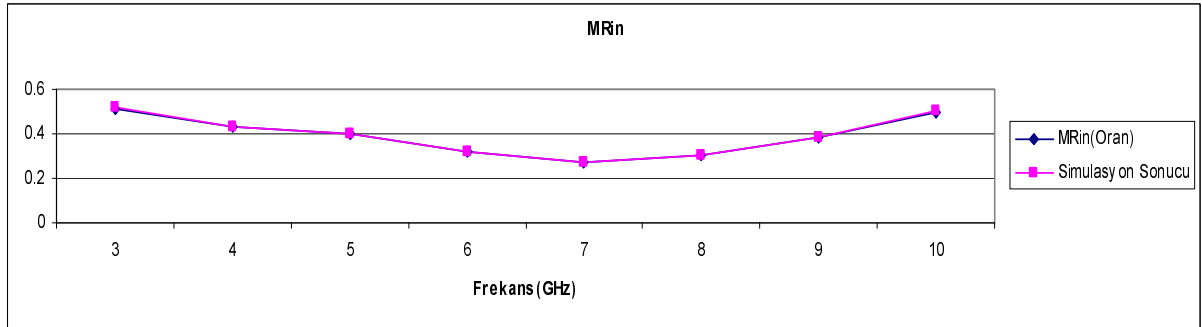
Çizelge 10.13 Kuvvetlendiricinin Kazanç, Gürültü ve VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	16.0969	16.2	0.5137	0.517	1.2205	1.22
4	13.4064	13.5	0.4298	0.432	1.1763	1.18
5	12.6485	12.7	0.3968	0.398	1.1638	1.16
6	12.3573	12.4	0.3204	0.322	1.1461	1.15
7	13.0501	13.1	0.2729	0.273	1.1276	1.13
8	14.1264	14.1	0.3035	0.304	1.1049	1.1
9	14.6706	14.7	0.3824	0.385	1.0986	1.1
10	13.4578	13.6	0.499	0.508	1.1069	1.11

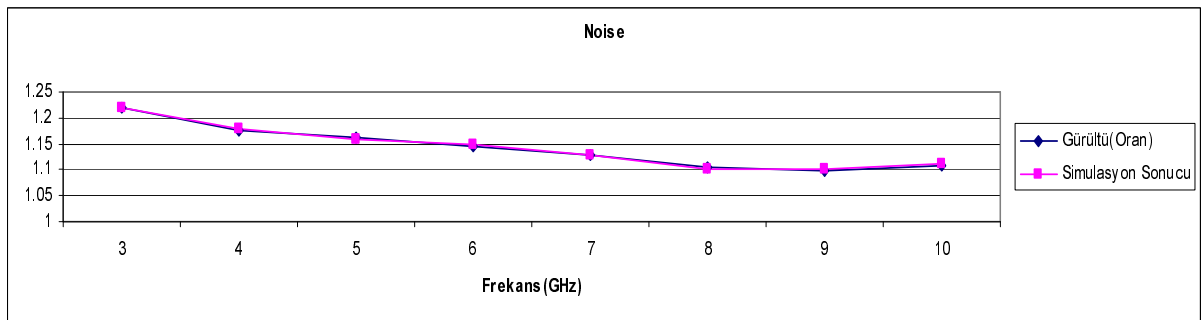
$L_1 = 1.0749$  cm,  $L_2 = 0.4993$  cm,  $L_3 = 13.8485$  cm,  $L_4 = 1.0193$  cm,  $L_5 = 0.6487$  cm,  
 $Z_1 = 120.0150 \Omega$ ,  $Z_2 = 64.9982 \Omega$ ,  $Z_3 = 150.0040 \Omega$ ,  $Z_4 = 140.0168 \Omega$ ,  $Z_5 = 90.0042 \Omega$ .



Şekil 10.39 Giriş “L” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 10.40 Giriş “L” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi

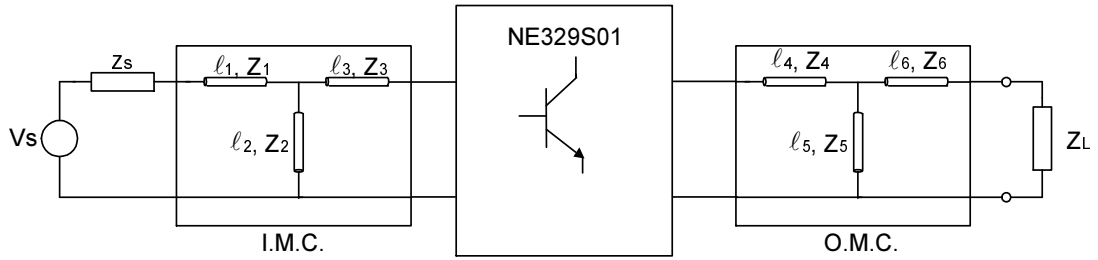


Şekil 10.41 Giriş “L” tipi, çıkış “T” tipi uydurma devreli tek transistörlü kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

## 11. DALGA DUYARLILIK YAKLAŞIMI UYGULAMALARI

### 11.1 “T” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

#### 11.1.1 12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 1.Tasarım



Şekil 11.1 Giriş ve çıkışı “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Ayrı Ayrı Tasarlanan “T” Tipi Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $l$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $l$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 11.1’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo ‘daki sonuçlar elde edilmiştir.

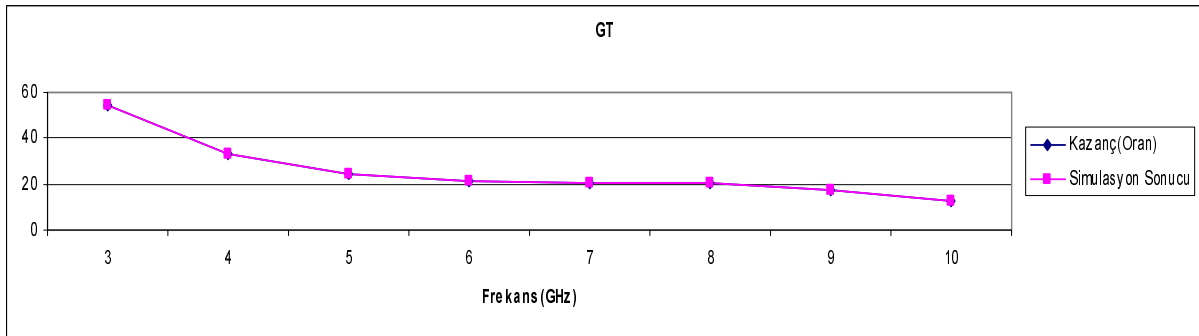
Çizelge 11.1 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 3-10\text{GHz})$

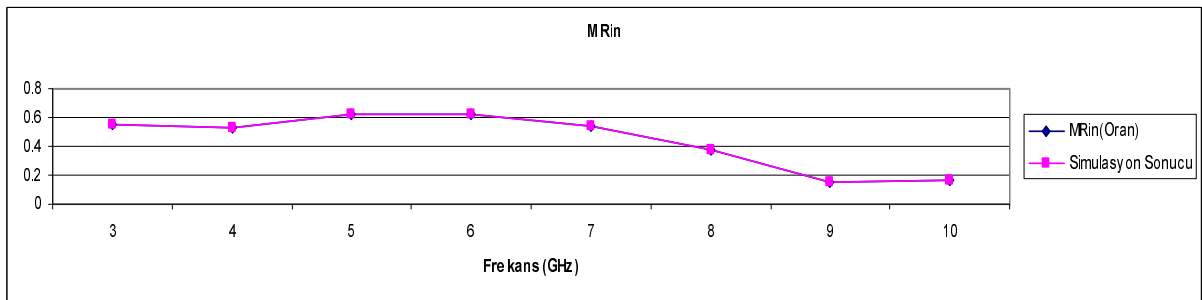
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	54.2284	54.2	0.5531	0.553	1.2327	1.23
4	33.3528	33.4	0.5336	0.535	1.1512	1.15

5	24.3195	24.3	0.6224	0.623	1.1691	1.17
6	21.1784	21.2	0.6229	0.623	1.189	1.19
7	20.7517	20.8	0.5373	0.537	1.1868	1.19
8	20.4406	20.4	0.3721	0.372	1.1415	1.14
9	17.1884	17.1	0.1481	0.148	1.1078	1.11
10	12.7806	12.8	0.1596	0.16	1.0817	1.08

IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
1.0074	0.9614	0.4626	1.0958	0.9886	0.9343
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
49.8212	50.0499	50.1159	51.122	50.055	49.3922

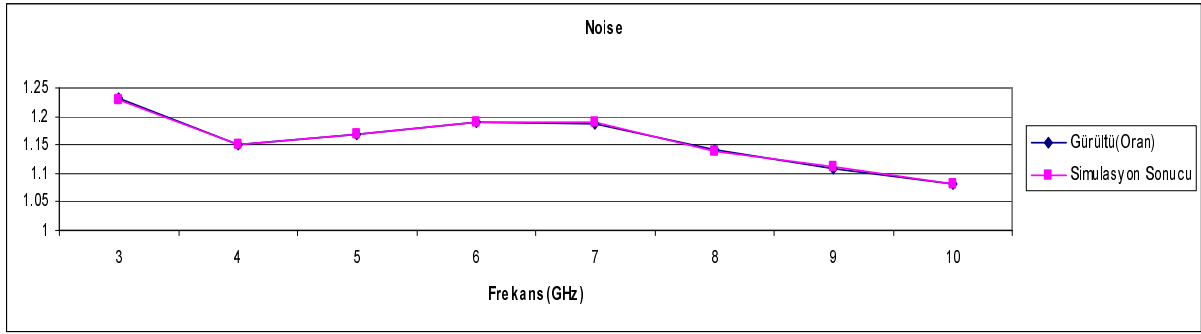


Şekil 11.2 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



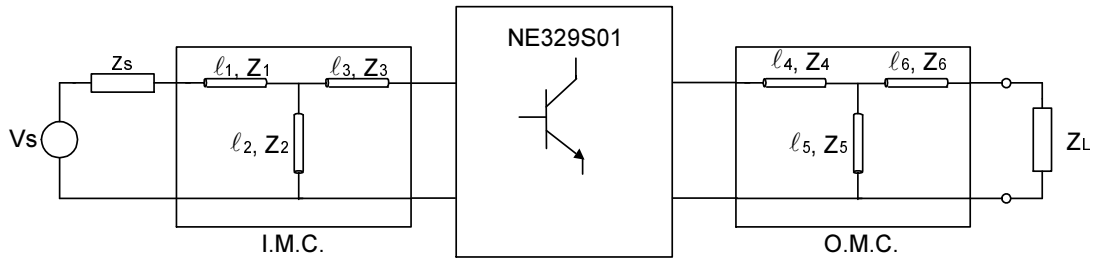
Şekil 11.3 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi





Şekil 11.4 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 11.1.2 12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 2.Tasarım



Şekil 11.5 Giriş ve çıkışı "T" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Ayrı Ayrı Tasarlanan "T" Tipi Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

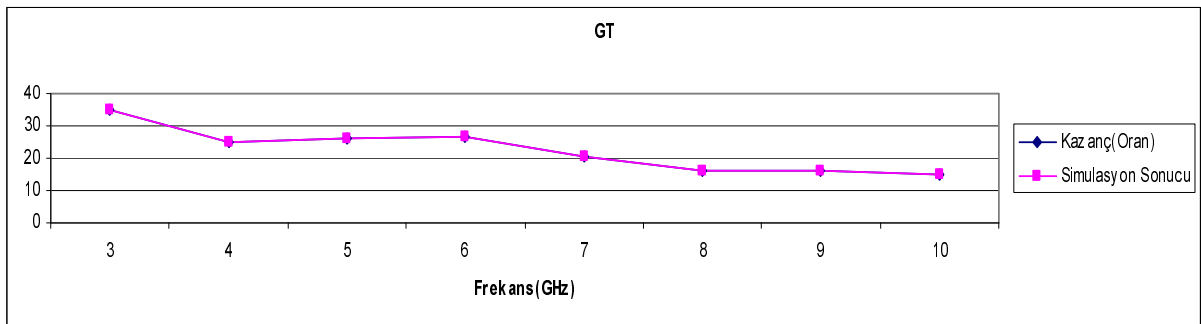
Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uyumlaştıran "T" Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $l_1$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uyumlaştıran "T" Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $l_6$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 11.5'deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo 'daki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 11.2 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

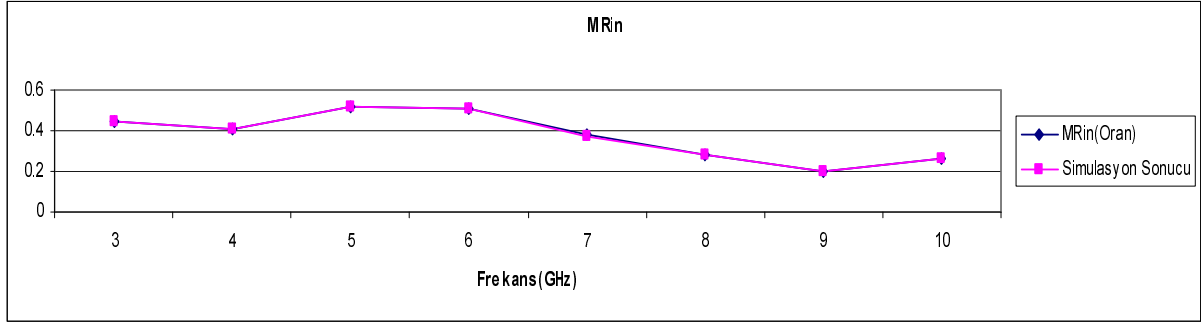
Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 3-10\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	34.9192	34.9	0.4457	0.446	1.2478	1.25
4	24.8227	24.8	0.4125	0.413	1.1656	1.17
5	25.9273	26	0.5172	0.518	1.1457	1.15
6	26.7516	26.7	0.5059	0.506	1.1356	1.14
7	20.5961	20.6	0.3775	0.377	1.1306	1.13
8	16.0677	16.1	0.2845	0.284	1.1128	1.11
9	15.902	15.9	0.202	0.201	1.0983	1.1
10	15.189	15.2	0.2619	0.264	1.0853	1.09

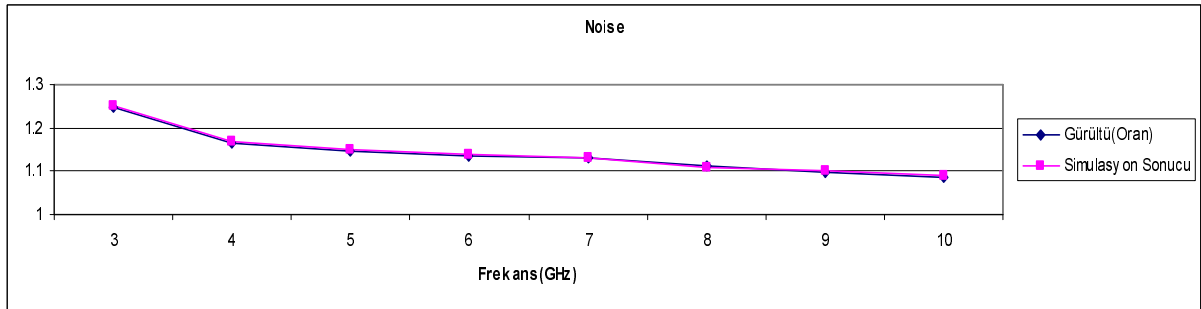
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
0.1175	1.125	0.2884	1.0362	0.8842	1.6278
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
74.9717	75.0175	74.9989	75.247	75.0014	74.8519



Şekil 11.6 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

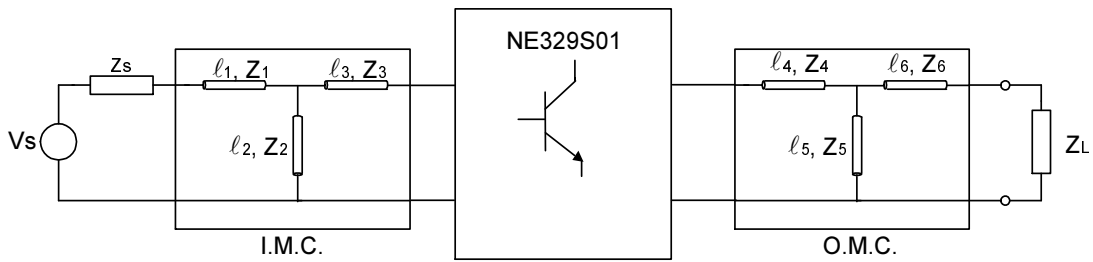


Şekil 11.7 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.8 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 11.1.3 12 Değişkenli "T" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 3.Tasarım



Şekil 11.9 Giriş ve çıkışı "T" tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Ayrı Ayrı Tasarlanan "T" Tipi Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

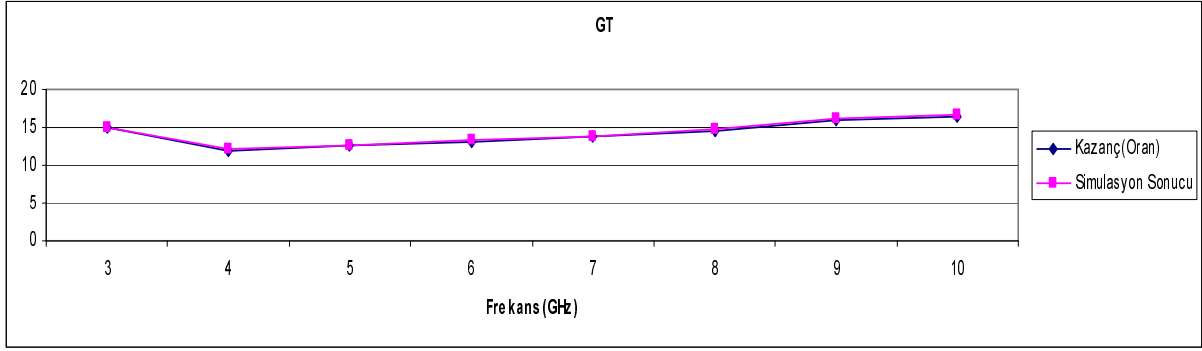
Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $\Gamma$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “T” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $\Gamma$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 11.9’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo 11.3’teki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 11.3 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

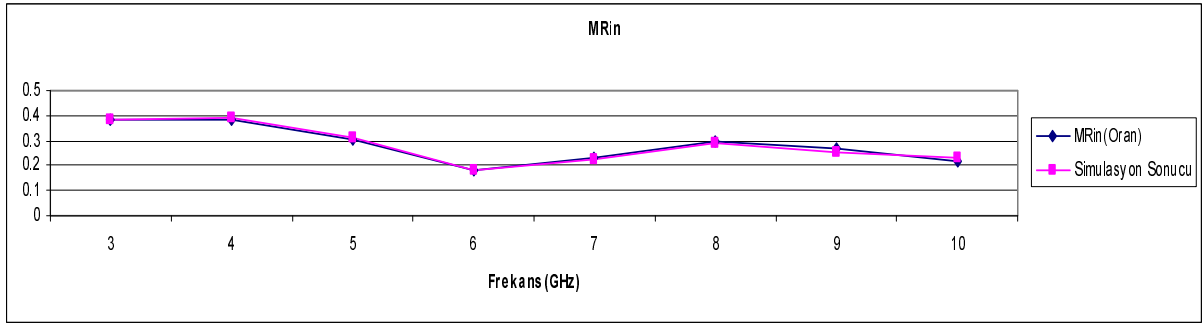
Tasarım Hedef Uzaı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 3-10\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	14.8889	15	0.3806	0.385	1.0814	1.08
4	12.0035	12.1	0.387	0.392	1.0771	1.08
5	12.597	12.7	0.3031	0.309	1.0816	1.08
6	13.177	13.3	0.18	0.181	1.1011	1.1
7	13.7384	13.9	0.229	0.222	1.1412	1.14
8	14.5668	14.7	0.3005	0.29	1.161	1.16
9	15.8794	16.1	0.2682	0.254	1.1494	1.14
10	16.435	16.6	0.2189	0.232	1.0816	1.08

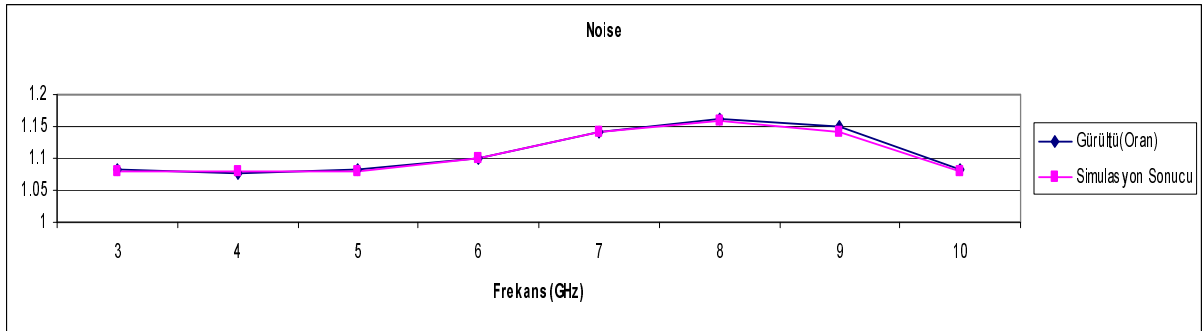
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
12.7965	1.1708	0.2847	13.8497	0.7796	0.8991
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
91.9976	148.9983	125.0019	148.9972	139.0017	92.9878



Şekil 11.10 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



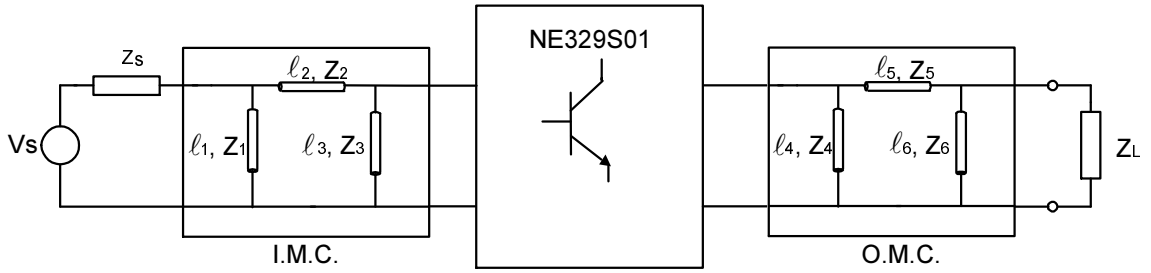
Şekil 11.11 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.12 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

## 11.2 “Π” Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

### 11.2.1 12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 1.Tasarım



Şekil 11.13 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

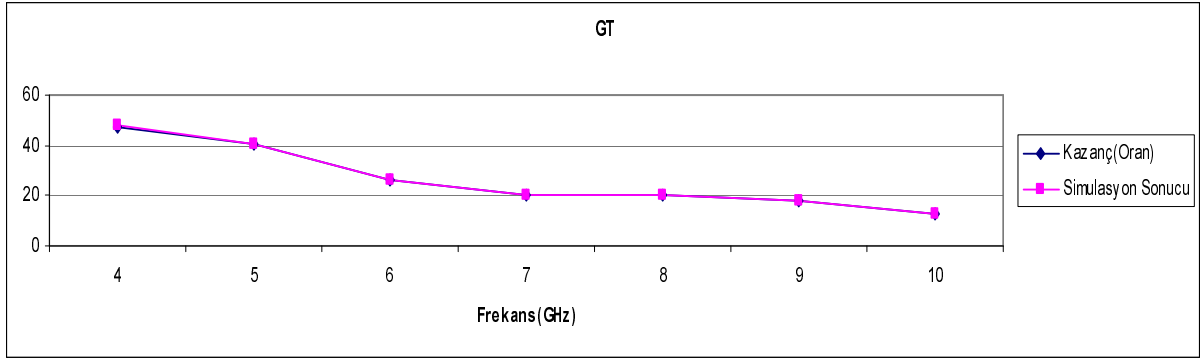
Ayrı Ayrı Tasarlanan Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $l$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $l$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 11.13’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo ‘daki sonuçlar elde edilmiştir.

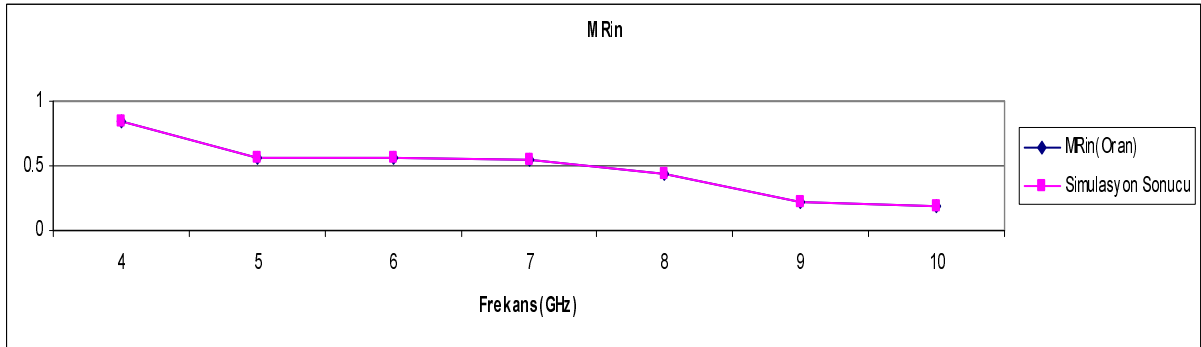
Çizelge 11.4 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
4	47.6195	47.7	0.8436	0.843	1.3283	1.33
5	40.8531	40.8	0.5602	0.561	1.166	1.17
6	25.985	26	0.5619	0.562	1.1718	1.17
7	20.5285	20.5	0.5458	0.546	1.1985	1.2
8	19.9733	20	0.4401	0.44	1.1678	1.17
9	18.3078	18.3	0.2258	0.225	1.127	1.12
10	13.0738	13.1	0.1826	0.184	1.081	1.08

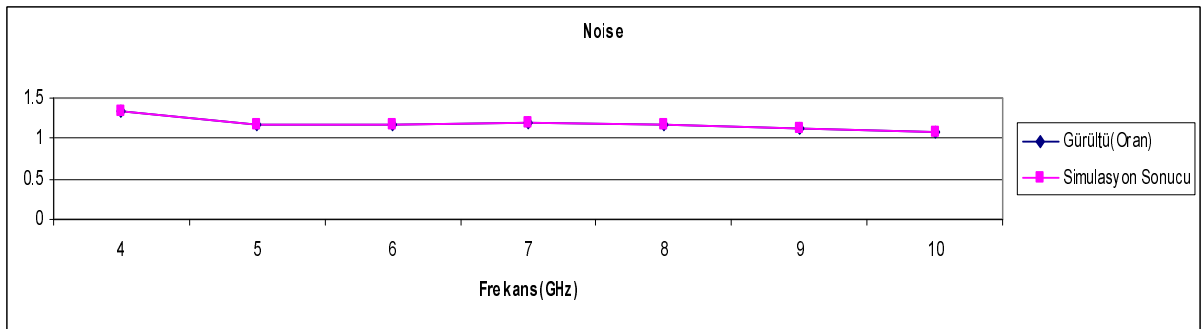
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
1.0343	0.4401	0.9252	0.917	0.871	0.9204
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
50.0431	49.9648	50.0818	50.0738	50.0793	50.0042



Şekil 10.14 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

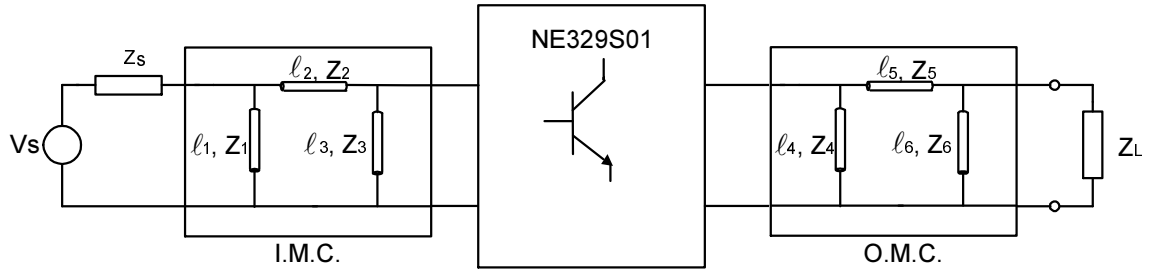


Şekil 11.15 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.16 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 11.2.2 12 Değişkenli "Π" Tipi Mikrodalga Kuvvetlendiricileri 2.Tasarım



Şekil 11.17 Giriş ve çıkışı “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Ayrı Ayrı Tasarlanan Giriş ve Çıkış Uydurma Devrelerinin Aralarına Aktif Elemanın Bağlanması ile Elde Edilen Sonuçlar

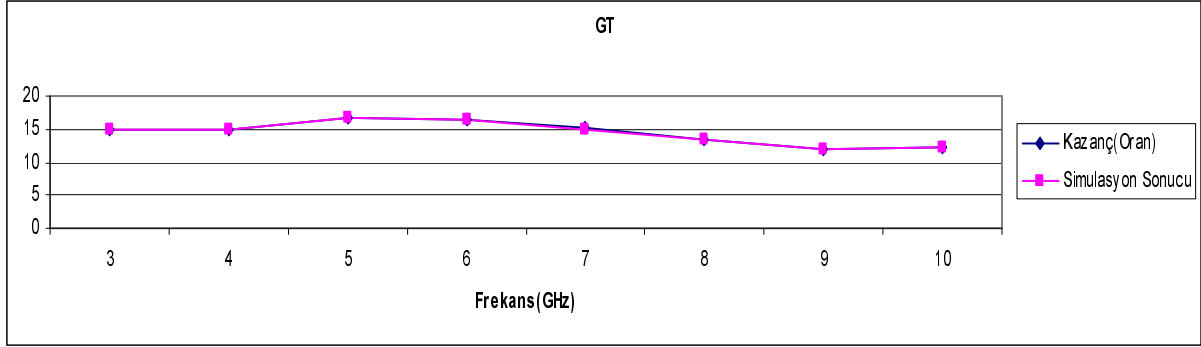
Kaynak Empedansını Transistörün Giriş Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Giriş Uydurma Devresi sonucunda elde edilen  $l$  uzunlukları ve  $Z_0$  empedansları ile Yük Empedansını Transistörün Çıkış Empedansına Uygunlaştıran “Π” Tipi Çıkış Uydurma Devresinde bulunan  $l$  ve  $Z_0$  değerleri NE329S01 transistörü ile birlikte Şekil 11.17’deki gibi bir devre ile çalıştırılmış ve Tablo ‘daki sonuçlar elde edilmiştir.

Çizelge 11.5 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

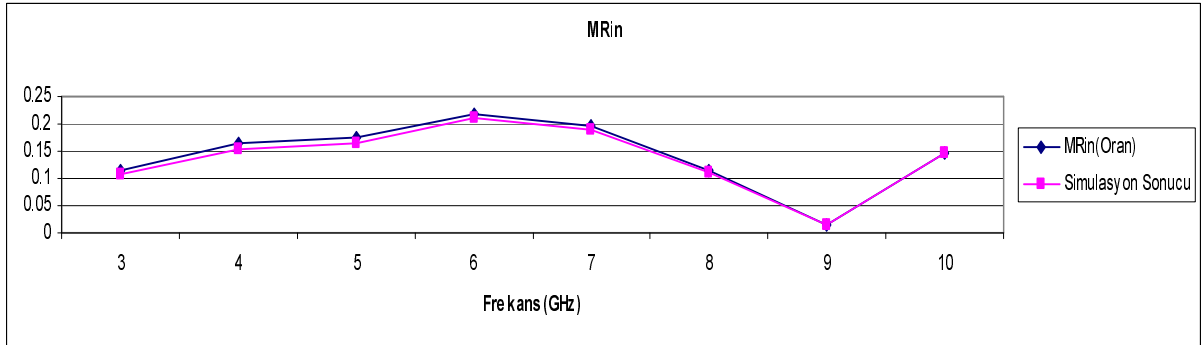
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	14.9976	14.9	0.1136	0.108	1.1272	1.12
4	14.8788	14.8	0.1636	0.152	1.1269	1.12
5	16.6471	16.6	0.1758	0.163	1.1466	1.14
6	16.2916	16.3	0.2192	0.21	1.1573	1.15
7	15.0994	15	0.195	0.189	1.1382	1.13
8	13.4337	13.3	0.1141	0.112	1.1106	1.11
9	11.9829	11.9	0.0141	0.0134	1.1034	1.1
10	12.2045	12.1	0.1463	0.148	1.0907	1.09



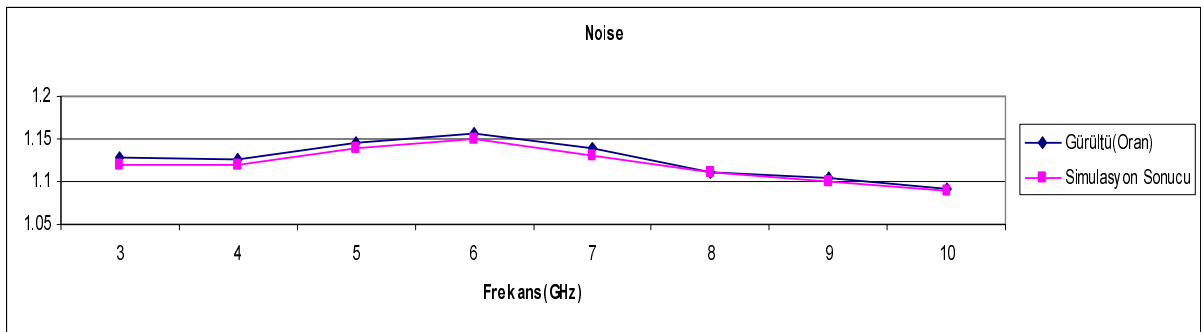
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
0.6275	13.2332	0.4021	13.9955	1.2684	0.9707
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
37.9909	46.0161	144.9988	113.9854	99.001	39.0193



Şekil 11.18 Kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



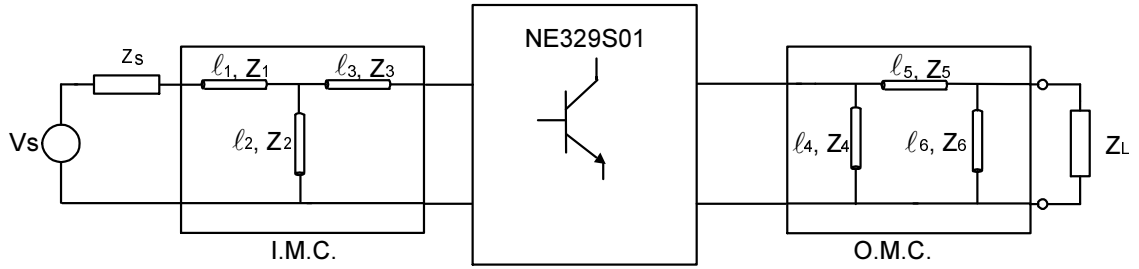
Şekil 11.19 Kuvvetlendiricinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.20 Kuvvetlendiricinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 11.3 T-Π Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

#### 11.3.1 12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi 1.Tasarım



Şekil 11.21 Giriş “T” tipi ve çıkış “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

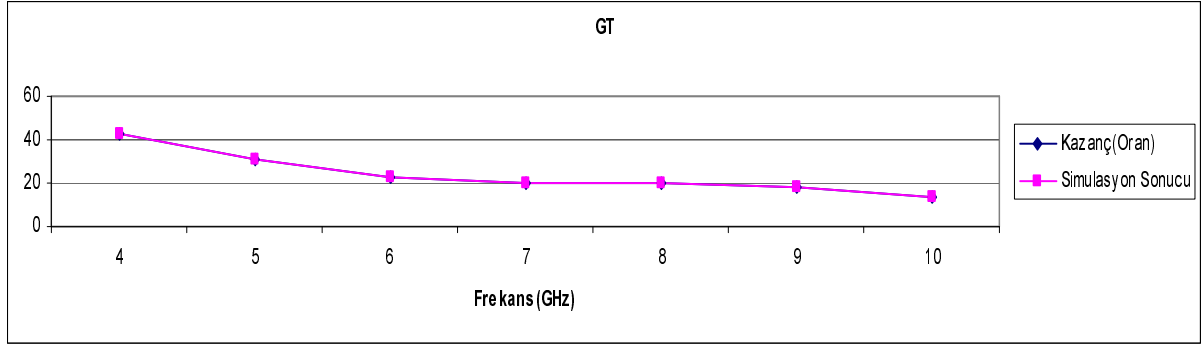
Giriş “T” Tipi, Çıkış “Π” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{T req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 11.6 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

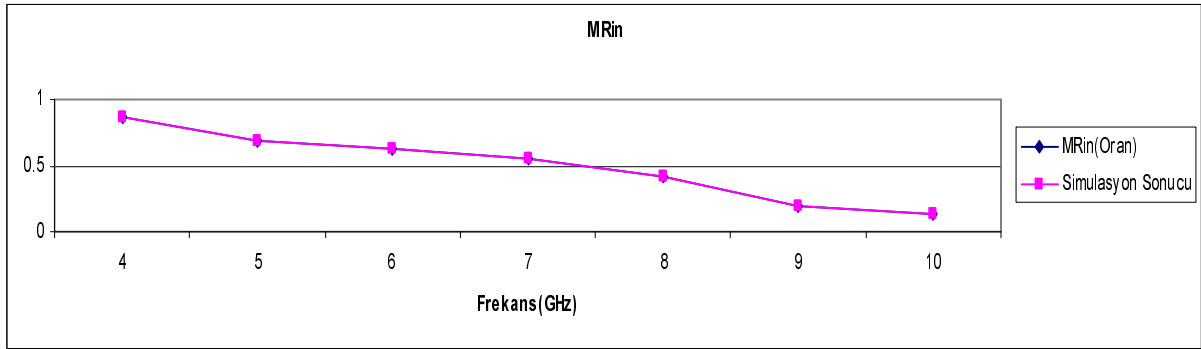
Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
4	42.7623	42.8	0.8609	0.86	1.1512	1.15
5	30.9421	30.9	0.693	0.693	1.1691	1.17
6	23.1434	23.1	0.6249	0.625	1.189	1.19
7	20.3524	20.4	0.5513	0.551	1.1868	1.19
8	20.4213	20.4	0.419	0.418	1.1415	1.14
9	18.5179	18.5	0.2003	0.199	1.1078	1.11
10	13.279	13.3	0.1347	0.135	1.0817	1.08

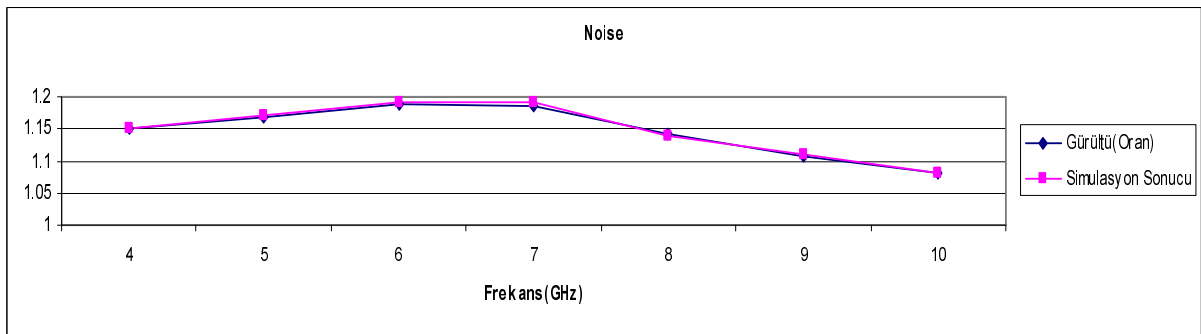
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
1.0074	0.9614	0.4626	0.917	0.871	0.9204
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
49.8212	50.0499	50.1159	50.0738	50.0793	50.0042



Şekil 11.22 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

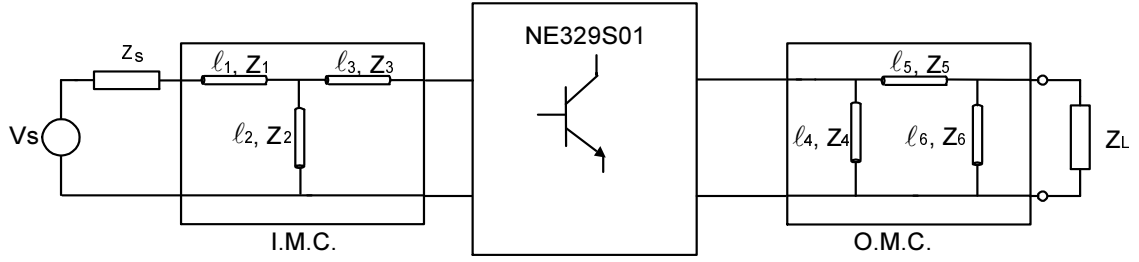


Şekil 11.23 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.24 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

### 11.3.2 12 Değişkenli T-Π Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi 2.Tasarım



Şekil 11.25 Giriş “T” tipi ve çıkış “Π” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

Giriş “T” Tipi, Çıkış “Π” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{T req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

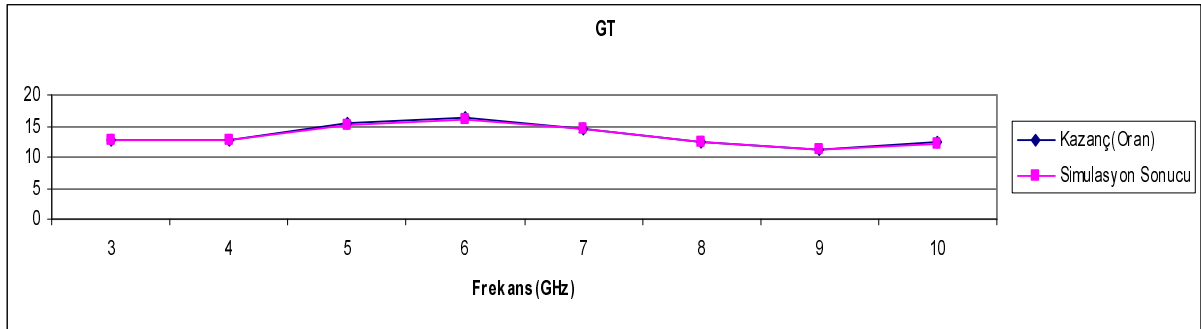
Çizelge 11.7 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

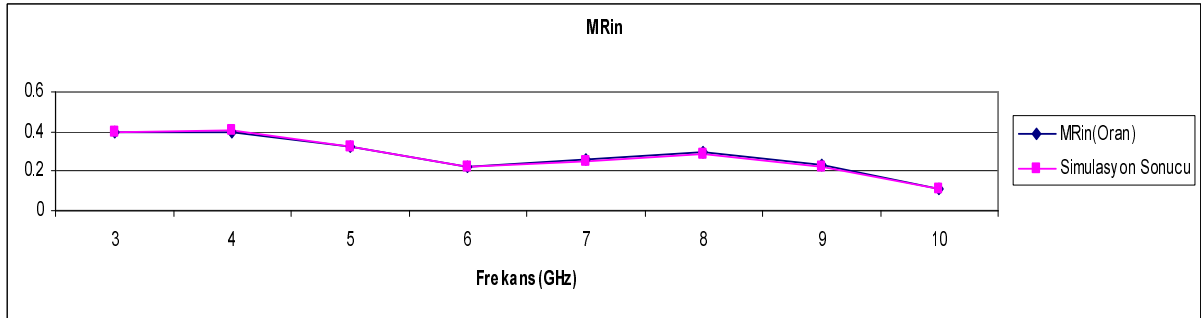
Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	12.8226	12.7	0.395	0.396	1.0814	1.08
4	12.8559	12.7	0.3989	0.402	1.0771	1.08
5	15.4239	15.3	0.3196	0.324	1.0816	1.08
6	16.2746	16.2	0.2214	0.221	1.1011	1.1
7	14.6568	14.6	0.2573	0.25	1.1412	1.14
8	12.4394	12.4	0.2934	0.285	1.161	1.16
9	11.3448	11.3	0.2312	0.218	1.1494	1.14

10	12.318	12.2	0.1109	0.114	1.0816	1.08
----	--------	------	--------	-------	--------	------

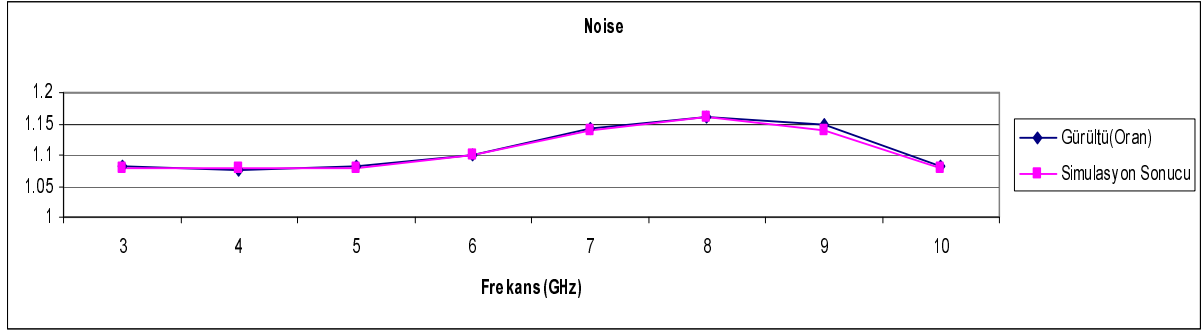
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
12.7965	1.1708	0.2847	13.9955	1.2684	0.9707
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
91.9976	148.9983	125.0019	113.9854	99.001	39.0193



Şekil 11.26 Girişi “T” çıkışı “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



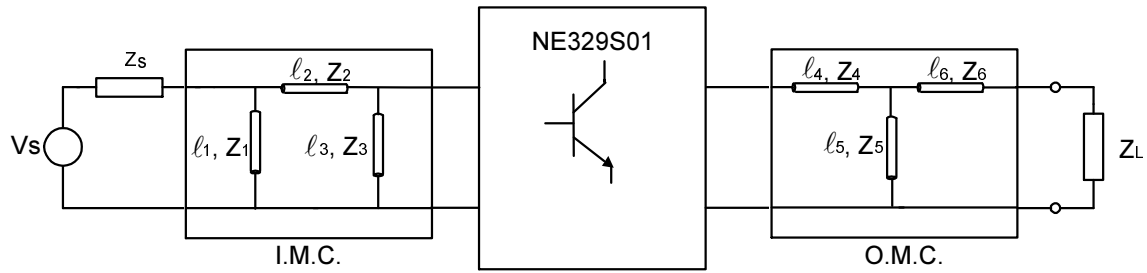
Şekil 11.27 Girişi “T” çıkışı “II” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.28 Girişi “T” çıkışı “Π” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

## 11.4 Π-T Tipi Kuvvetlendirici Devreleri

### 11.4.1 12 Değişkenli Π-T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi 1.Tasarım



Şekil 11.29 Giriş “Π” tipi ve çıkış “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi

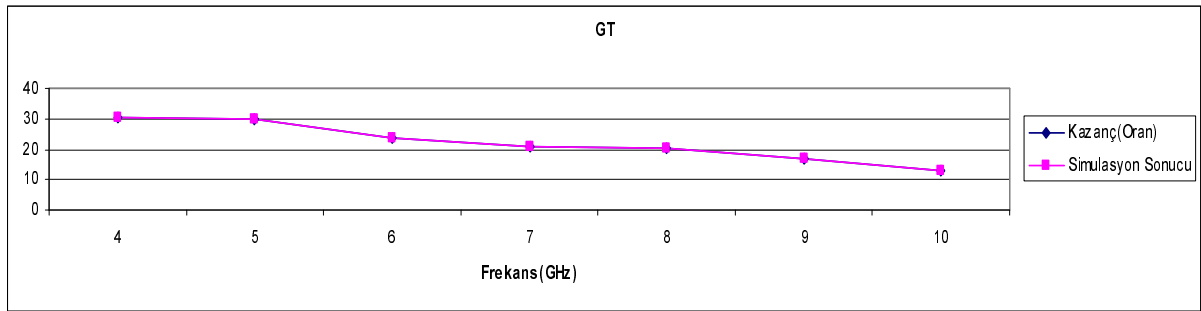
Giriş “Π” Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i req}(\omega_i)$ ;  $G_{T req}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 11.8 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

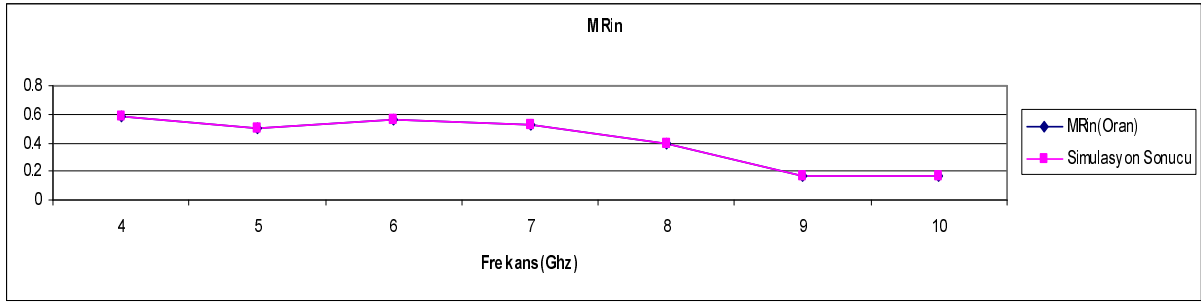
Tasarım Hedef Uzayı:  $(F, V_i, G_T, B) \Leftrightarrow (1.112, 1, 15.86, 2-11\text{GHz})$

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
4	30.5868	30.6	0.5866	0.586	1.3283	1.33
5	29.7933	29.8	0.4995	0.5	1.166	1.17
6	23.6483	23.7	0.5627	0.563	1.1718	1.17
7	20.9561	21	0.5307	0.531	1.1985	1.2
8	20.1092	20.1	0.3904	0.39	1.1678	1.17
9	17.0736	16.8	0.1687	0.168	1.127	1.12
10	12.7322	12.7	0.1708	0.172	1.081	1.08

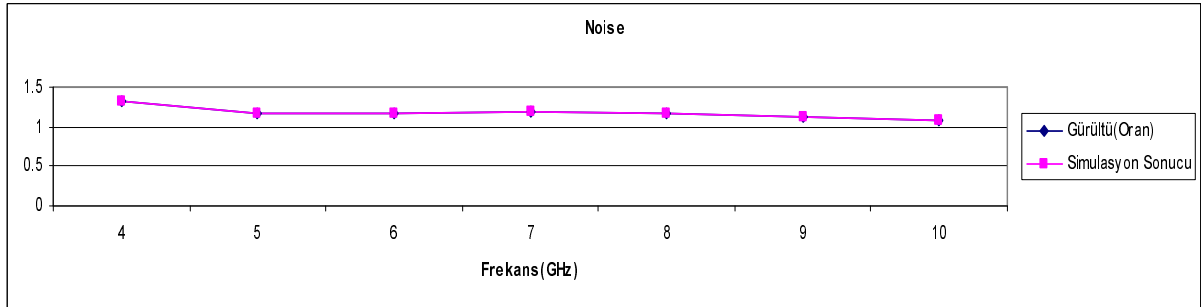
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
1.0343	0.4401	0.9252	1.0958	0.9886	0.9343
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
50.0431	49.9648	50.0818	51.122	50.055	49.3922



Şekil 11.30 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi

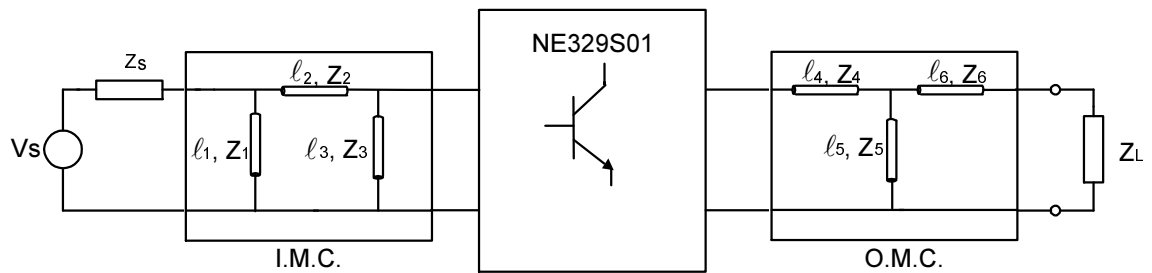


Şekil 11.31 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.32 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

#### 11.4.2 12 Değişkenli Π-T Hibrid Mikrodalga Kuvvetlendiricisi 2. Tasarım



Şekil 11.33 Giriş “Π” tipi ve çıkış “T” tipi Uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricinin iki kapılı gösterimi



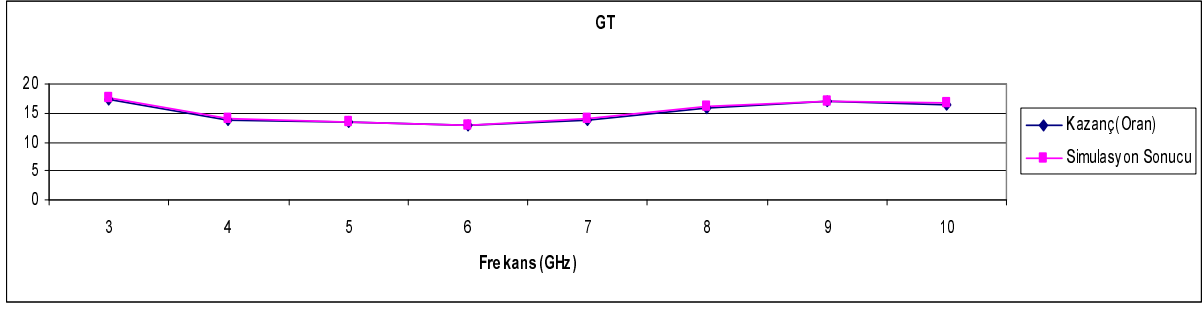
Giriş “Π” Tipi, Çıkış “T” Tipi Hibrid Uydurma Devreleri ile Gerçeklenen Mikrodalga Kuvvetlendiricisi devresinde 6 adet  $\ell$  uzunluğu ve 6 adet  $Z_0$  karakteristik empedansı olmak üzere toplam 12 adet optimizasyon değişkeni kullanılmıştır. Elde edilen  $F_{req}(\omega_i)$ ;  $V_{i_{req}}(\omega_i)$ ;  $G_{T_{req}}(\omega_i)$  değerleri bir mikrodalga simülasyon programı ile kontrol edilmiş ve tüm sonuçlar birlikte verilmiştir.

Çizelge 11.9 Kuvvetlendiricinin kazanç, gürültü ve giriş VSWR sonuçlarının simülasyon programı sonuçları ile birlikte gösterimi

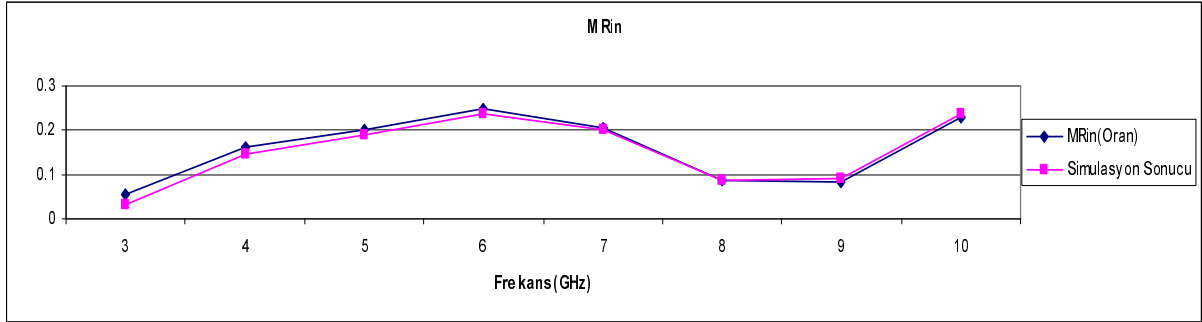
Tasarım Hedef Uzayı: (F,  $V_i$ ,  $G_T$ , B) $\Leftrightarrow$ (1.112, 1, 15.86, 2-11GHz)

Frekans (GHz)	Kazanç (Oran)	Simülasyon Sonucu	MRin (Oran)	Simülasyon Sonucu	Gürültü (Oran)	Simülasyon Sonucu
3	17.3535	17.6	0.0572	0.0319	1.1272	1.12
4	13.7425	14	0.1631	0.148	1.1269	1.12
5	13.3007	13.5	0.2028	0.19	1.1466	1.14
6	12.78	12.9	0.2481	0.238	1.1573	1.15
7	13.876	14	0.2072	0.201	1.1382	1.13
8	15.8965	16	0.0854	0.0856	1.1106	1.11
9	16.9877	17.1	0.0845	0.0913	1.1034	1.1
10	16.3613	16.6	0.2284	0.235	1.0907	1.09

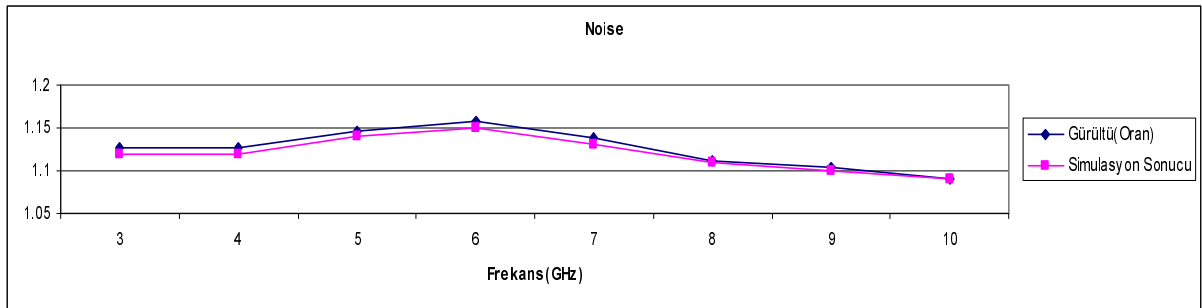
IMC			OMC		
L1 cm	L2 cm	L3 cm	L4 cm	L5 cm	L6 cm
0.6275	13.2332	0.4021	13.8497	0.7796	0.8991
Z1 ohm	Z2 ohm	Z3 ohm	Z4 ohm	Z5 ohm	Z6 ohm
37.9909	46.0161	144.9988	148.9972	139.0017	92.9878



Şekil 11.34 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin kazancının frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 11.35 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin VSWR – frekans değişimi



Şekil 11.36 Girişi “Π” çıkışı “T” tipi uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendiricisinin gürültüsünün frekansa bağlı olarak değişimi

## 12. UYGULAMALARDAKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ VE TÜM ANALİZ SONUÇLARI

### 12.1 fmincon

Nonlinear optimizasyonlarında kullanılan metod ‘**The Convergence of Variable Metric Methods**’ .Powell, M.J.D., "The Convergence of Variable Metric Methods For Nonlinearly Constrained Optimization Calculations," Nonlinear Programları bu metodla anlatılmaktadır.

‘Fmincon’ açılımı: Find a minimum of a constrained nonlinear multivariable function.

$$\begin{aligned} \min_x f(x) \\ \text{subject to} \\ c(x) \leq 0 \\ ceq(x) = 0 \\ A \cdot x \leq b \\ Aeq \cdot x = beq \\ lb \leq x \leq ub \end{aligned}$$

Burada  $x$ ,  $b$ ,  $beq$ ,  $lb$ , ve  $ub$  vektörlerdir.  $A$  ve  $Aeq$  matrisler.  $c(x)$  ve  $ceq(x)$  fonksiyonları devamlı işleme giren vektörler ve  $f(x)$ ,  $c(x)$ , ve  $ceq(x)$  fonksiyonları nonlinear fonksiyonlar olmalıdır.

‘fmincon’ komutuyla başlangıç değerlerini verip max. ve min. bölgelerini tayin edip bir minimum skaler fonksiyon bulmaya zorlarız .

Optimizasyon yapısı ‘ $[x,fval,exitflag,output] = fmincon(...)$  returns’ böyledir.

‘Optimization options’ tan ‘Optimset’ komutuyla kullanılır.

Bu optimizasyon sadece ‘Large-Scale Algorithm Only’ ile çalışır.

Large-Scale Optimization larda large-scale method kullanılır ve

- Fonksiyonda mutlaka gradient ler bulunmuş olmalıdır.
- Set GradObj to 'on' ile kullanılmalıdır.
- Alçak ve yüksek bölgeler tayin edilmelidir.

### 12.1.1 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler IMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	45.0992 120.0000 69.6842 0.5115 3.4895 0.2500
<b>Gt</b>	0.3606 0.3103 0.1405 0.8926 0.8065 0.8351 0.8296 0.6487 0.8511 0.8695
<b>error</b>	18.910
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-2.0105 -1.4000 -25.6021 -0.0006 0.0054 0.0009

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	65.4648 120.0000 69.1918 0.3428 1.1538 0.4803
<b>Gt</b>	0.3545 0.5401 0.7716 0.8606 0.8310 0.8377 0.8419 0.8572 0.8976 0.8311
<b>error</b>	0.8390
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0121 0.0374 -0.0493 -0.0006 0.0015 -0.0001

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	59.4191 120.0000 66.2719 0.4613 1.1177 0.5216
<b>Gt</b>	0.3592 0.5509 0.7670 0.8398 0.8094 0.8286 0.8502 0.8762 0.9027 0.8194
<b>error</b>	0.8377
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0780 0.2405 0.0018 0.0001 0.0015 0.0008

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	65.4648 120.0000 69.1918 0.3428 1.1538 0.4803
<b>Gt</b>	0.3545 0.5401 0.7716 0.8606 0.8310 0.8377 0.8419 0.8572 0.8976 0.8311
<b>error</b>	0.8390
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0121 0.0374 -0.0493 -0.0006 0.0015 -0.0001

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	67.8087 120.0000 75.9831 0.2500 2.6242 0.2939
<b>Gt</b>	0.3977 0.4324 0.5208 0.4470 0.5326 0.9137 0.8496 0.8184 0.8795 0.7207
<b>error</b>	15944
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-23.4386 -0.0908 -0.0421 -0.0004 0.0124 -0.0003

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	58.6768 150.0000 87.7762 0.8500 1.1534 0.3426
<b>Gt</b>	0.3652 0.5338 0.7829 0.8784 0.8431 0.8491 0.8633 0.8888 0.9206 0.8290
<b>error</b>	0.7963
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0068 0.0007 -0.0871 0.0007 0.0011 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	61.2686 180.0000 110.5862 1.0870 1.1795 0.2500
<b>Gt</b>	0.3771 0.5485 0.8057 0.8763 0.8256 0.8372 0.8712 0.9108 0.9285 0.8194
<b>error</b>	0.7641
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0037 0.0377 -8.2491 0.0000 0.0008 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	62.2120 200.0000 111.6994 1.1039 1.1874 0.2500
<b>Gt</b>	0.3900 0.5582 0.8096 0.8695 0.8151 0.8281 0.8657 0.9078 0.9235 0.8146
<b>error</b>	0.7511
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0027 0.0662 -12.9930 0.0000 0.0005 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	60.9994 175.0000 110.2276 1.0832 1.1776 0.2500
<b>Gt</b>	0.3735 0.5457 0.8044 0.8778 0.8283 0.8397 0.8729 0.9119 0.9300 0.8204
<b>error</b>	0.7683
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0398 -0.1418 -7.0631 0.0000 0.0009 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	40.0000 107.9160 42.0000 1.1118 1.0000 1.0000
<b>Gt</b>	0.4510 0.4338 0.5229 0.6888 0.7631 0.8085 0.8260 0.8763 0.9177 0.8919
<b>error</b>	11,032
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0444 -32.9214 -5.9416 0.0049 -0.0022 0.0293

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	44.5163 120.0000 50.0000 1.5715 4.6528 2.7514
<b>Gt</b>	0.3422 0.8969 0.3874 0.5698 0.4926 0.7792 0.8313 0.7968 0.8636 0.8969
<b>error</b>	14,089
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0018 -0.0043 -0.0074 0.0000 0.0051 0.0060

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	36.5685 120.0000 46.9965 16.0000 13.9382 13.2821
<b>Gt</b>	0.3464 0.5620 0.7514 0.8579 0.8684 0.9087 0.9389 0.9571 0.9201 0.8643
<b>error</b>	0.7571
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	15.7937 0.0007 0.0252 -0.0000 0.0013 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	34.6301 170.0170 46.6949 16.0000 13.9889 13.2927
<b>Gt</b>	0.3759 0.5449 0.7501 0.8796 0.8938 0.9150 0.9293 0.9449 0.9127 0.8845
<b>error</b>	0.7210
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	19.4055 -0.1058 0.0369 -0.0004 0.0003 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	35.8585 179.9584 59.8206 14.9019 14.1906 13.1747
<b>Gt</b>	0.3967 0.5632 0.6978 0.7812 0.7942 0.8571 0.8963 0.9005 0.8595 0.8004
<b>error</b>	0.8370
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0283 -0.0120 -0.0130 -0.0004 -0.0002 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	34.0031 180.0000 46.2487 16.0000 13.9978 13.2986
<b>Gt</b>	0.3782 0.5422 0.7510 0.8842 0.8986 0.9157 0.9270 0.9427 0.9122 0.8886
<b>error</b>	0.7178

<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	19.9115 0.0152 -0.0086 -0.0000 0.0003 0.0000
--	--

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	31.0502 178.4131 44.8257 16.5000 13.9655 12.9504
<b>Gt</b>	0.4029 0.6092 0.8193 0.8988 0.8552 0.8581 0.8958 0.9398 0.9341 0.9256
<b>error</b>	0.6175
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	16.2111 0.0041 -0.0353 0.0000 0.0003 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	35.8585 179.9584 59.8206 14.9019 14.1906 13.1747
<b>Gt</b>	0.3967 0.5632 0.6978 0.7812 0.7942 0.8571 0.8963 0.9005 0.8595 0.8004
<b>error</b>	0.8370
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0283 -0.0120 -0.0130 -0.0004 -0.0002 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	36.0985 179.9960 55.0000 14.8374 14.3033 13.1744
<b>Gt</b>	0.3966 0.5749 0.6756 0.7447 0.7586 0.8386 0.8971 0.9166 0.8884 0.8389
<b>error</b>	0.8554
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0264 0.0445 0.0151 -0.0004 -0.0001 0.0079

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	36.0591 179.9965 53.0000 14.8017 14.3473 13.1830
<b>Gt</b>	0.3935 0.5763 0.6620 0.7271 0.7446 0.8338 0.9010 0.9265 0.9021 0.8545
<b>error</b>	0.8749
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0028 0.0062 -0.0427 -0.0003 -0.0001 0.0116

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	38.4573 179.9921 53.0000 14.7685 14.3383 13.1916
<b>Gt</b>	0.3933 0.5738 0.6632 0.7300 0.7468 0.8338 0.8990 0.9233 0.8986 0.8531
<b>error</b>	0.8758
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0238 0.0178 -0.0255 -0.0005 -0.0001 0.0114

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	29.6358 180.1668 47.3850 17.1998 13.8925 12.2848
<b>Gt</b>	0.5090 0.7404 0.7480 0.7357 0.7239 0.8266 0.9025 0.8982 0.9289 0.9518
<b>error</b>	0.5754
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0101 0.0101 0.0075 0.0000 0.0001 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	33.9515 180.5306 46.1938 16.0000 13.9985 13.2991
<b>Gt</b>	0.3782 0.5421 0.7511 0.8845 0.8988 0.9157 0.9268 0.9425 0.9122 0.8891
<b>error</b>	0.7176
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	19.9539 0.0023 -0.0058 0.0000 0.0003 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	33.9623 180.6046 46.6528 15.8800 13.9528 13.3678
<b>Gt</b>	0.3765 0.5286 0.7359 0.8768 0.9011 0.9243 0.9348 0.9467 0.9122 0.8813

error	0.7404
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	17.7910 0.0208 -0.0621 0.0000 0.0002 0.0000

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	33.9797 180.4964 46.6737 15.8800 13.9531 13.3675
Gt	0.3764 0.5286 0.7360 0.8767 0.9010 0.9242 0.9347 0.9466 0.9121 0.8812
error	0.7404
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	17.8184 -0.0010 -0.0093 0.0000 0.0002 0.0000

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	32.1330 178.5078 45.1652 16.3400 14.0045 13.0712
Gt	0.3918 0.5857 0.7990 0.9018 0.8779 0.8787 0.9015 0.9360 0.9243 0.9201
error	0.6471
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	20.2774 -0.0030 0.0228 0.0000 0.0003 0.0000

### 12.1.2 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler OMC Sonuçları

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	109.4428 120.0000 83.5100 4.1284 1.0374 4.6297
Gt	0.6882 0.4838 0.1672 0.8135 0.8921 0.5866 0.9179 0.8772 0.9317 0.9175
error	13.079
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0434 -0.0551 -0.0536 0.0000 0.0011 -0.0000

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	115.7504 120.0000 87.7619 4.1961 1.0538 4.6253
Gt	0.7084 0.4816 0.1561 0.8285 0.9178 0.5850 0.9070 0.8635 0.9248 0.9141
error	13.146
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0825 0.0551 0.1009 -0.0018 0.0020 -0.0006

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	171.6477 171.7649 99.2657 13.9267 1.0169 0.6831
Gt	0.1920 0.7768 0.8855 0.9989 0.9883 0.9786 0.9783 0.9926 0.9867 0.9615
error	0.7186
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0428 0.0347 0.0353 -0.0000 0.0005 0.0005

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	109.2292 140.0000 69.9554 10.9134 1.0959 6.0714
Gt	0.2384 0.1027 0.4190 0.9248 0.8049 0.5994 0.8066 0.9597 0.8033 0.8998
error	20.147
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	2.5857 -0.6271 5.3803 -0.0059 0.0025 0.0019

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	88.1057 140.0000 116.3903 12.6715 1.1326 1.5852
Gt	0.1335 0.8495 0.8977 0.9605 0.9768 0.9701 0.9743 0.9812 0.9570 0.9576

<b>error</b>	0.7915
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0513 -0.0012 -0.0072 -0.0000 0.0011 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	96.9350 170.0000 100.0000 11.8069 2.2799 1.9623
<b>Gt</b>	0.3656 0.5081 0.7610 0.8956 0.7562 0.8602 0.8617 0.8043 0.8470 0.8209
<b>error</b>	0.9043
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0344 -0.4149 -0.0074 -0.0000 0.0018 0.0004

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 169.0000 99.1821 11.8087 2.2808 1.9657
<b>Gt</b>	0.3968 0.4817 0.7467 0.8869 0.7403 0.8517 0.8511 0.8024 0.8590 0.8281
<b>error</b>	0.9095
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.1288 -0.2327 0.0245 -0.0017 0.0020 0.0014

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 169.0000 100.0000 11.8097 2.2804 1.9640
<b>Gt</b>	0.3947 0.4866 0.7525 0.8891 0.7364 0.8503 0.8517 0.8016 0.8552 0.8242
<b>error</b>	0.9085
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0056 -0.0045 -0.0030 -0.0015 0.0020 0.0009

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	129.0000 165.4126 79.7844 13.7100 0.6700 0.8300
<b>Gt</b>	0.1359 0.8552 0.9029 0.9992 0.9666 0.9892 0.9931 0.9985 0.9885 0.9851
<b>error</b>	0.7788
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	3.7882 16.2254 2.8624 0.0004 0.0006 0.0003

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	129.0000 163.5304 82.9688 13.7089 0.6700 0.8300
<b>Gt</b>	0.1315 0.8704 0.9153 1.0000 0.9735 0.9901 0.9921 0.9956 0.9873 0.9750
<b>error</b>	0.7800
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0003 18.0061 2.1445 0.0006 0.0007 -0.0003

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	129.0000 166.3400 79.5246 13.7025 0.6800 0.8800
<b>Gt</b>	0.1369 0.8535 0.9055 0.9989 0.9727 0.9950 0.9984 0.9996 0.9969 0.9909
<b>error</b>	0.7762
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0368 13.6361 0.6135 0.0007 0.0005 0.0003

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	129.0000 162.8672 90.0000 13.6772 0.6850 0.8890
<b>Gt</b>	0.1278 0.8890 0.9273 0.9980 0.9860 0.9935 0.9914 0.9845 0.9884 0.9488
<b>error</b>	0.7817
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0370 18.3570 0.4385 0.0008 0.0008 -0.0011

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	129.0000 160.2189 93.6028 13.7223 0.9983 0.5684



Gt	0.1713	0.7638	0.8758	0.9909	0.9727	0.9951	0.9947	0.9911	0.9831	0.9271
error	0.7646									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0592	0.0201	0.0318	0.0019	0.0001	-0.0001				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	131.2000	163.9551	90.0000	13.6886	0.7000	0.8923				
Gt	0.1316	0.8817	0.9249	0.9982	0.9879	0.9944	0.9920	0.9844	0.9913	0.9536
error	0.7764									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0082	17.1973	0.0016	0.0008	0.0007	-0.0010				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	131.2000	162.1497	90.0000	13.6895	0.7700	0.8437				
Gt	0.1421	0.8556	0.9175	0.9989	0.9886	0.9973	0.9934	0.9826	0.9883	0.9387
error	0.7680									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.1026	10.3964	-0.0167	0.0012	0.0006	-0.0009				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	130.5500	162.7167	93.9900	13.6834	0.7190	0.8590				
Gt	0.1309	0.8868	0.9322	0.9962	0.9889	0.9891	0.9830	0.9724	0.9758	0.9235
error	0.7804									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0253	16.5174	1.6776	0.0012	0.0007	-0.0018				

### 12.1.3 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler IMC Sonuçları

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	75.0000	60.3423	75.0000	1.1762	0.3408	1.1833				
Gt	0.0644	0.2034	0.5723	0.8353	0.8081	0.8065	0.8291	0.8868	0.9434	0.8750
error	18,551									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0527	0.0288	-0.0251	0.0054	0.0000	0.0090				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	100.0000	74.8430	100.0000	1.2175	0.2732	1.2188				
Gt	0.1137	0.2889	0.6183	0.8254	0.8258	0.8462	0.8638	0.8940	0.9306	0.8887
error	15,682									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.1803	-0.1446	0.0789	0.0033	-0.0002	0.0059				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	100.0000	47.6377	100.0000	3.9685	1.7886	2.3374				
Gt	0.3395	0.2950	0.1200	0.3671	0.1497	0.7724	0.7253	0.9397	0.9025	0.7749
error	30,225									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.2864	-0.1239	-0.2163	0.0094	-0.0000	0.0112				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
---------	-----------------------	--	--	--	--	--	--	--	--	--

<b>z,l</b>	100.0000 47.6377 100.0000 3.9685 1.7886 2.3374
<b>Gt</b>	0.3395 0.2950 0.1200 0.3671 0.1497 0.7724 0.7253 0.9397 0.9025 0.7749
<b>error</b>	30,225
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.2864 -0.1239 -0.2163 0.0094 -0.0000 0.0112

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 39.6742 100.0000 7.7239 5.8477 7.9364
<b>Gt</b>	0.8544 0.2774 0.9646 0.5522 0.9227 0.7656 0.8425 0.9037 0.9187 0.8623
<b>error</b>	0.8656
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.1995 -0.0938 -0.4201 0.0005 0.0001 0.0050

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	80.8501 48.4045 167.0000 7.0440 6.5393 0.5000
<b>Gt</b>	0.8950 0.3438 0.9799 0.8388 0.9994 0.9726 0.9929 0.9888 0.9906 0.9377
<b>error</b>	0.4729
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0571 -0.0692 41.9393 0.0000 0.0000 0.0011

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	80.8501 48.4045 167.0000 7.0440 6.5393 0.5000
<b>Gt</b>	0.8950 0.3438 0.9799 0.8388 0.9994 0.9726 0.9929 0.9888 0.9906 0.9377
<b>error</b>	0.4729
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0571 -0.0692 41.9393 0.0000 0.0000 0.0011

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0000 60.3423 75.0000 1.1762 0.3408 1.1833
<b>Gt</b>	0.0644 0.2034 0.5723 0.8353 0.8081 0.8065 0.8291 0.8868 0.9434 0.8750
<b>error</b>	18,551
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0527 0.0288 -0.0251 0.0054 0.0000 0.0090

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 47.6377 100.0000 3.9685 1.7886 2.3374
<b>Gt</b>	0.3395 0.2950 0.1200 0.3671 0.1497 0.7724 0.7253 0.9397 0.9025 0.7749
<b>error</b>	30,225
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.2864 -0.1239 -0.2163 0.0094 -0.0000 0.0112

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	85.0999 51.9996 167.0001 14.6097 13.8994 0.5312
<b>Gt</b>	0.9802 0.9806 0.9998 0.9849 0.9896 0.9812 0.9843 0.9937 0.9978 0.9785
<b>error</b>	0.0022
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0041 0.0254 0.0706 -0.0000 0.0001 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	83.6558 52.6514 170.4538 14.5996 13.8944 0.5266
<b>Gt</b>	0.9817 0.9820 0.9997 0.9840 0.9897 0.9822 0.9854 0.9939 0.9969 0.9760
<b>error</b>	0.0022
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0076 -0.0087 -0.0337 -0.0000 0.0000 -0.0000

### 12.1.4 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler OMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0000 72.5696 75.0000 1.0904 1.9003 1.0058
<b>Gt</b>	0.0073 0.0503 0.2532 0.6121 0.5959 0.5990 0.6442 0.7183 0.9254 0.8557
<b>error</b>	31,521
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0055 0.0509 0.0139 0.0105 0.0000 0.0023

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 72.1375 100.0000 1.1276 1.9333 1.0322
<b>Gt</b>	0.0159 0.0893 0.3447 0.6169 0.6029 0.5977 0.6491 0.7505 0.9490 0.8604
<b>error</b>	29,009
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0530 -0.0018 -0.0176 0.0068 -0.0000 0.0011

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	69.6843 56.3374 75.7102 3.7579 5.6099 5.6290
<b>Gt</b>	0.2868 0.2218 0.0001 0.7801 0.5991 0.5183 0.9497 0.6425 0.9902 0.9168
<b>error</b>	26,926
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-3.4617 -2.7540 -3.6338 -0.0000 0.0000 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0000 72.1419 100.0000 1.1274 1.9332 1.0321
<b>Gt</b>	0.0159 0.0893 0.3446 0.6169 0.6030 0.5978 0.6491 0.7505 0.9490 0.8609
<b>error</b>	29,009
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.4215 0.1151 0.0001 0.0067 -0.0000 0.0011

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	120.0000 72.5444 120.0000 1.1489 1.9472 1.0480
<b>Gt</b>	0.0241 0.1148 0.3799 0.6261 0.6113 0.5975 0.6529 0.7690 0.9611 0.8666
<b>error</b>	27,666
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0003 -0.0393 0.0472 0.0050 -0.0000 0.0007

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	120.0000 52.7766 43.2927 3.0181 5.9804 5.9742
<b>Gt</b>	0.4910 0.1100 0.5811 0.9078 0.4409 0.8081 0.5837 0.7028 0.9309 0.8664
<b>error</b>	18,690
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	2.9282 1.3252 1.3804 0.0000 -0.0000 0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	63.3554 89.0642 41.8572 9.9777 5.0237 9.9838
<b>Gt</b>	0.2279 0.9033 0.4414 0.6777 0.9287 0.9111 0.9688 0.8182 0.9699 0.9475
<b>error</b>	10,721

<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-1.1761 -1.6829 -0.8464 0.0000 -0.0000 0.0000
--	---

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	180.0000 68.8468 180.0000 1.1988 4.4127 2.3600
<b>Gt</b>	0.1266 0.2762 0.2882 0.4169 0.8271 0.4197 0.9174 0.7437 0.7967 0.9220
<b>error</b>	26,199
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.1378 0.0095 0.1129 0.0030 0.0000 0.0032

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	180.0000 71.2826 180.0000 1.1990 3.0000 0.9505
<b>Gt</b>	0.0699 0.3234 0.4215 0.3765 0.5062 0.8089 0.8338 0.6986 0.8002 0.9137
<b>error</b>	24,926
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0999 15.1556 0.0355 0.0032 -0.0000 0.0002

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0000 72.5731 75.0000 1.0902 1.9005 1.0060
<b>Gt</b>	0.0073 0.0503 0.2532 0.6120 0.5959 0.5990 0.6442 0.7184 0.9255 0.8556
<b>error</b>	31,521
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.1458 -0.0392 -0.0796 0.0105 -0.0000 0.0023

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	120.0000 72.5379 120.0000 1.1489 1.9470 1.0482
<b>Gt</b>	0.0241 0.1148 0.3798 0.6261 0.6113 0.5976 0.6528 0.7688 0.9609 0.8668
<b>error</b>	27,666
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0145 0.0016 0.0123 0.0050 -0.0000 0.0007

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	52.3755 47.6894 36.8244 14.2544 0.5500 0.5178
<b>Gt</b>	0.5758 0.4641 0.7518 0.9529 0.9566 0.9029 0.8831 0.8887 0.9793 0.9936
<b>error</b>	0.5688
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0137 3.5704 -0.0237 0.0004 0.0003 0.0003

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	174.1856 82.5435 37.8000 14.6289 0.5900 0.8541
<b>Gt</b>	0.6261 0.4721 0.8124 0.9335 0.9153 0.8544 0.8748 0.9319 0.9944 0.9025
<b>error</b>	0.5163
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0936 5.1196 -0.0095 0.0000 0.0000 0.0004

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	103.0712 78.4967 48.8743 13.9790 1.2706 1.0425
<b>Gt</b>	0.7089 0.4635 0.8455 0.8761 0.8580 0.8723 0.9401 0.9735 0.9853 0.9400
<b>error</b>	0.4563
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.4291 -0.1955 0.0832 0.0000 -0.0000 -0.0000

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	199.9900 103.1258 194.9700 14.2058 13.7264 14.0651

<b>Gt</b>	0.0820	0.8649	0.9430	0.9478	0.9499	0.9426	0.9081	0.8777	0.8193	0.8540
<b>error</b>	0.9501									
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0349	-0.1483	0.0293	0.0014	-0.0000	0.0003				

<b>frekans</b>	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
<b>z,l</b>	170.2269	81.6768	40.0000	14.5926	0.6547	0.8651				
<b>Gt</b>	0.6368	0.4708	0.8192	0.9296	0.9100	0.8515	0.8772	0.9349	0.9874	0.8824
<b>error</b>	0.5130									
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0207	-0.0145	0.0881	-0.0000	-0.0007	0.0008				

## 12.2 lsqnonlin

Optimizasyonlarında kullanılan metod **'The Levenberg-Marquardt Algorithm'**dir.

'lsqnonlin' açılımı: Solve nonlinear least-squares (nonlinear data-fitting) problem.

$$\min_x (f(x)) = f_1(x)^2 + f_2(x)^2 + f_3(x)^2 + \dots + f_m(x)^2$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix}$$

Fonksiyonun vektörel yazımıdır.

$$\min_x \frac{1}{2} \|F(x)\|_2^2 = \frac{1}{2} \sum_i f_i(x)^2$$

Burada x bir vektör ve F(x) vektörel bir fonksiyon olarak döngüyü girer.

`x = lsqnonlin(fun,x0,lb,ub)` şeklinde dizimi olmalıdır.

`x = lsqnonlin(fun,x0,lb,ub)` burada x değişkenleri ile  $lb \leq x \leq ub$  alçak ve yüksek band değerleridir.

'lsqnonlin' komutuyla başlangıç değerlerini verip max. ve min. bölgelerini tayin edip bir minimum skaler fonksiyon bulmaya zorlarız .

- Fonksiyonda gradient ler verilmiş olmalıdır.
- Set GradObj to 'on' ile kullanılmalıdır.

### 12.2.1 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler IMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	92.9545 150.0003 125.4590 12.7226 1.1864 0.2965
<b>Gt</b>	0.7410 0.8981 0.8694 0.8532 0.9197 0.9595 0.9246 0.8940 0.9240 0.9127
<b>error</b>	0.1545
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0115 0.0367 0.0328 0.0005 0.0001 0.0006

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	91.9853 150.0031 125.0006 12.7238 1.1865 0.2960
<b>Gt</b>	0.7346 0.8939 0.8731 0.8580 0.9210 0.9593 0.9262 0.8963 0.9245 0.9126
<b>error</b>	0.1554
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.2216 0.5980 0.5323 0.0009 0.0001 0.0006

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	89.9864 150.0031 125.0004 12.7273 1.1869 0.2924
<b>Gt</b>	0.7206 0.8850 0.8811 0.8682 0.9238 0.9593 0.9298 0.9014 0.9258 0.9110
<b>error</b>	0.1583
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.3663 0.3106 0.2518 0.0020 0.0001 0.0005

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	89.9902 140.0046 124.9999 12.7307 1.1806 0.2892
<b>Gt</b>	0.6914 0.9031 0.8962 0.8723 0.9247 0.9589 0.9292 0.9048 0.9353 0.9130
<b>error</b>	0.1649
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	2.4990 6.1341 5.3872 0.0019 0.0012 0.0004

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	89.9925 140.0062 120.0008 12.7267 1.1790 0.3019
<b>Gt</b>	0.6953 0.9008 0.8885 0.8669 0.9216 0.9569 0.9277 0.9064 0.9390 0.9097
<b>error</b>	0.1667
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0820 -0.2907 -0.2528 0.0018 0.0011 0.0004

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.0814 75.0676 59.9896 12.0097 1.0422 0.5430
<b>Gt</b>	0.2384 0.5227 0.7772 0.8323 0.8111 0.8633 0.9157 0.9339 0.8995 0.7453
<b>error</b>	10,264
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.2298 -1.7052 -0.8259 0.0091 0.0075 -0.0015

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.0608 75.0674 59.9897 2.0003 1.0421 0.5433
<b>Gt</b>	0.2378 0.5225 0.7771 0.8317 0.8113 0.8641 0.9161 0.9337 0.8999 0.7464
<b>error</b>	10,267
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.0067 -1.4280 -0.6882 0.0067 0.0074 -0.0015

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
----------------	-----------------------

z <sub>i</sub> l	50.0751 75.0863 59.9856 2.0005 1.0417 0.5432
Gt	0.2376 0.5225 0.7773 0.8318 0.8113 0.8641 0.9159 0.9335 0.9002 0.7475
error	10,265
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0089 -0.5910 -0.2821 0.0067 0.0074 -0.0015

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	49.9142 50.2715 50.0211 2.0020 0.9959 0.6553
Gt	0.1297 0.4584 0.8397 0.8065 0.7389 0.7963 0.8933 0.9663 0.9302 0.7337
error	13,119
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0226 6.1771 1.7522 -0.0056 0.0176 0.0014

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	49.7731 50.1849 50.0051 1.0172 0.9980 0.6597
Gt	0.1287 0.4585 0.8403 0.8065 0.7407 0.7986 0.8933 0.9637 0.9296 0.7380
error	13,094
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.3093 10.4855 2.9802 -0.0209 0.0175 0.0013

### 12.2.2 Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler IMC Sonuçları

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	49.8212 50.0499 50.1159 1.0074 0.9614 0.4626
Ri	0.8966 0.6654 0.2344 0.1249 0.1906 0.1729 0.1226 0.0554 0.0136 0.0547
error	2.5309
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0044 0.0467 -0.0158 -0.0539 0.3859 0.2334

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	133.9999 67.0040 49.0369 0.0291 1.0370 0.4736
Ri	0.8101 0.5459 0.2570 0.1899 0.2280 0.1907 0.1359 0.0705 0.0236 0.0372
error	2.4888
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0010 0.0149 -0.0082 0.5454 0.0977 0.4767

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	36.7525 85.2273 35.4761 2.3015 2.3125 3.7878
Ri	0.7225 0.7282 0.6085 0.5071 0.0290 0.7448 0.0686 0.0280 0.1027 0.0412
error	3.5806
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0386 -0.0051 -0.0330 -0.0200 -0.3620 -0.0531

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z <sub>i</sub> l	48.5395 143.9949 49.8581 1.1430 1.1664 1.0187
Ri	0.8770 0.7097 0.5588 0.5357 0.5079 0.4447 0.3311 0.1935 0.0440 0.0212
error	4.2238
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0433 0.0023 -0.0184 0.0927 0.0419 -0.0001

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
---------	-----------------------



<b>z<sub>i</sub></b>	74.9717 75.0175 74.9989 0.1175 1.1250 0.2884
<b>R<sub>i</sub></b>	0.7876 0.5757 0.2790 0.1232 0.1191 0.0926 0.0794 0.0669 0.0342 0.0618
<b>error</b>	2.2195
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0010 0.0141 -0.0014 0.1126 -0.0113 0.2310

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	98.9820 99.0092 98.9908 0.0789 1.1900 0.2023
<b>R<sub>i</sub></b>	0.7206 0.5546 0.3045 0.1355 0.1035 0.0668 0.0655 0.0782 0.0518 0.0484
<b>error</b>	2.1295
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0009 0.0092 0.0006 0.1473 -0.0768 0.2172

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	124.9863 125.0073 124.9880 0.1500 0.9367 0.2383
<b>R<sub>i</sub></b>	0.6765 0.4932 0.2851 0.1740 0.1591 0.0998 0.0586 0.0475 0.0547 0.1238
<b>error</b>	2.1724
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0023 0.0024 0.0049 0.1902 -0.0703 0.3392

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	149.9916 150.0032 149.9924 0.1488 0.9025 0.2203
<b>R<sub>i</sub></b>	0.6371 0.4796 0.2905 0.1814 0.1622 0.0999 0.0601 0.0554 0.0685 0.1396
<b>error</b>	2.1743
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0028 0.0016 0.0053 0.2611 -0.0723 0.4155

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	37.0188 46.0572 141.9966 0.1942 12.9601 0.1430
<b>R<sub>i</sub></b>	0.8246 0.6754 0.3837 0.0877 0.1533 0.8855 0.6956 0.0948 0.0207 0.1980
<b>error</b>	4.0194
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0080 -0.0301 0.0015 -0.0078 -0.0815 0.1518

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	91.9976 148.9983 125.0019 12.7965 1.1708 0.2847
<b>R<sub>i</sub></b>	0.2791 0.1138 0.1384 0.1638 0.1007 0.0396 0.0513 0.0792 0.0650 0.0436
<b>error</b>	1.0746
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0068 -0.0049 -0.0030 -0.1759 -0.3258 -0.2248

### 12.2.3 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler OMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	150.0099 139.3038 92.4068 13.8492 1.0278 0.6259
<b>G<sub>t</sub></b>	0.1695 0.7968 0.8887 0.9998 0.9825 0.9904 0.9911 0.9965 0.9965 0.9665
<b>error</b>	0.7451
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0889 0.0422 -0.0071 0.0006 0.0006 0.0004

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	150.0040 140.0168 90.0042 13.8485 1.0193 0.6487
<b>Gt</b>	0.1697 0.7949 0.8866 0.9995 0.9821 0.9923 0.9936 0.9983 0.9936 0.9684
<b>error</b>	0.7458
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.0434 -0.0096 -0.0262 0.0006 0.0005 0.0005

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	149.9662 140.0349 89.9114 2.9017 1.1247 0.5567
<b>Gt</b>	0.0577 0.1548 0.8370 0.3508 0.4431 0.9112 0.9805 0.9883 0.9073 0.8540
<b>error</b>	23.987
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-1.2775 -17.3048 -14.6543 -0.0061 0.0034 -0.0059

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.7275 50.3364 49.5782 2.7313 0.9888 0.9529
<b>Gt</b>	0.1216 0.7256 0.2793 0.2809 0.4764 0.6164 0.6670 0.8529 0.9500 0.7401
<b>error</b>	25.071
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-3.0406 -16.2601 0.3295 0.0272 0.0134 -0.0163

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	149.9662 140.0349 89.9114 2.9017 1.1247 0.5567
<b>Gt</b>	0.0577 0.1548 0.8370 0.3508 0.4431 0.9112 0.9805 0.9883 0.9073 0.8540
<b>error</b>	23.987
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-1.2775 -17.3048 -14.6543 -0.0061 0.0034 -0.0059

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.7275 50.3364 49.5782 2.7313 0.9888 0.9529
<b>Gt</b>	0.1216 0.7256 0.2793 0.2809 0.4764 0.6164 0.6670 0.8529 0.9500 0.7401
<b>error</b>	25.071
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-3.0406 -16.2601 0.3295 0.0272 0.0134 -0.0163

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.1723 75.0658 74.8974 3.8883 0.9708 4.7831
<b>Gt</b>	0.7968 0.3631 0.1499 0.7820 0.7522 0.5247 0.8584 0.7538 0.9819 0.8263
<b>error</b>	16.156
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-5.7089 -18.0241 -2.7903 0.0136 0.0054 -0.0066

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.7275 50.3364 49.5782 2.7313 0.9888 0.9529
<b>Gt</b>	0.1216 0.7256 0.2793 0.2809 0.4764 0.6164 0.6670 0.8529 0.9500 0.7401
<b>error</b>	25.071
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-3.0406 -16.2601 0.3295 0.0272 0.0134 -0.0163

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	149.9662 140.0349 89.9114 2.9017 1.1247 0.5567
<b>Gt</b>	0.0577 0.1548 0.8370 0.3508 0.4431 0.9112 0.9805 0.9883 0.9073 0.8540
<b>error</b>	23.987

grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-1.2775 -17.3048 -14.6543 -0.0061 0.0034 -0.0059
---------------------------------	--

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	50.7275 50.3364 49.5782 2.7313 0.9888 0.9529
Gt	0.1216 0.7256 0.2793 0.2809 0.4764 0.6164 0.6670 0.8529 0.9500 0.7401
error	25.071
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-3.0406 -16.2601 0.3295 0.0272 0.0134 -0.0163

### 12.2.4 Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile 'T' Tipi Devreler OMC Sonuçları

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	48.5395 143.9949 49.8581 1.1430 1.1664 1.0187
Ro	0.8770 0.7097 0.5588 0.5357 0.5079 0.4447 0.3311 0.1935 0.0440 0.0212
error	4.2238
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0433 0.0023 -0.0184 0.0927 0.0419 -0.0001

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	49.4943 144.9954 49.7488 1.1361 1.1624 1.0111
Ro	0.8775 0.7139 0.5620 0.5291 0.4962 0.4289 0.3148 0.1814 0.0382 0.0253
error	4.1674
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0391 0.0023 -0.0165 0.0930 0.0377 -0.0002

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	31.3035 67.1421 38.2538 2.4460 2.5472 2.4514
Ro	0.8903 0.7582 0.7195 0.4110 0.9962 0.4187 0.5281 0.4173 0.2736 0.0282
error	5.441
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.1496 -0.0046 -0.0185 0.0673 0.4486 0.0251

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	51.1220 50.0550 49.3922 1.0958 0.9886 0.9343
Ro	0.9718 0.8790 0.6045 0.3505 0.3879 0.3939 0.3003 0.1507 0.0128 0.0460
error	4.0974
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0181 0.0303 -0.0372 0.1227 0.1870 0.0008

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	75.2470 75.0014 74.8519 1.0362 0.8842 1.6278
Ro	0.9791 0.9377 0.7395 0.1308 0.3270 0.3103 0.0974 0.0425 0.0175 0.0011
error	3.583
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0039 0.0225 -0.0302 0.0979 0.2031 0.0352

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
z,l	99.0271 99.0221 98.9466 1.9194 0.9242 1.8507

Ro	0.9777	0.9202	0.0404	0.5800	0.3201	0.1888	0.3381	0.1033	0.0100	0.0692
error	3.5478									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0009	0.0156	-0.0250	0.0271	0.1990	0.0543				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	124.9901	125.0099	124.8967	1.1110	0.8396	1.6605				
Ro	0.9859	0.9717	0.8740	0.0247	0.3120	0.2720	0.0464	0.1838	0.0839	0.0475
error	3.802									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0075	0.0106	-0.0203	0.0265	0.1606	0.0241				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	149.9709	150.0139	149.8966	1.1827	0.8377	1.6403				
Ro	0.9879	0.9786	0.9029	0.0473	0.3425	0.2948	0.1303	0.2794	0.1015	0.1064
error	4.1717									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0080	0.0080	-0.0179	0.0154	0.1243	0.0164				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	148.9972	139.0017	92.9878	13.8497	0.7796	0.8991				
Ro	0.8794	0.0794	0.0332	0.0292	0.0065	0.0239	0.0182	0.0124	0.0047	0.0090
error	1.0959									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0076	0.0038	-0.0069	-0.1058	0.0725	-0.0308				

### 12.2.5 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler IMC Sonuçları

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	31.3581	38.9786	67.0290	0.6310	13.2037	0.7427				
Gt	0.9651	0.9740	0.9996	0.9809	0.9816	0.9682	0.9747	0.9930	0.9971	0.9877
error	0.0045									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.5074	0.0593	0.8816	-0.0007	0.0013	-0.0002				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	30.9957	38.0092	66.9994	0.6474	13.1479	0.7509				
Gt	0.9566	0.9673	0.9965	0.9840	0.9768	0.9610	0.9703	0.9922	0.9933	0.9886
error	0.0064									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.7000	0.9756	-0.9897	-0.0014	0.0030	-0.0006				

frekans	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11									
z,l	30.0005	39.9935	65.0021	0.6609	13.1759	0.8018				
Gt	0.9778	0.9841	0.9976	0.9768	0.9875	0.9820	0.9891	0.9996	0.9870	0.9686
error	0.0030									
grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3	-3.2512	-3.5192	-5.3533	-0.0006	0.0008	-0.0005				

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	30.0001 39.9940 65.0014 0.6615 13.1746 0.8024
<b>Gt</b>	0.9803 0.9851 0.9979 0.9765 0.9867 0.9809 0.9883 0.9995 0.9871 0.9691
<b>error</b>	0.0030
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.8992 -1.1192 -2.0951 -0.0002 0.0000 -0.0002

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	29.9998 39.9984 67.5005 0.6743 13.1435 0.7917
<b>Gt</b>	0.9789 0.9831 0.9990 0.9814 0.9857 0.9769 0.9858 0.9986 0.9842 0.9686
<b>error</b>	0.0033
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.1046 0.9855 -0.1231 -0.0002 -0.0000 -0.0001

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.0537 49.9490 50.0757 1.1226 0.3918 1.1331
<b>Gt</b>	0.0251 0.0929 0.3979 0.8443 0.8136 0.7622 0.7765 0.8650 0.9574 0.8602
<b>error</b>	23,410
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.9569 -0.8799 -0.2434 0.0105 0.0001 0.0158

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0155 74.9928 75.0245 1.1975 0.2527 1.2034
<b>Gt</b>	0.0656 0.1985 0.5515 0.8387 0.8337 0.8298 0.8386 0.8813 0.9375 0.8766
<b>error</b>	18,586
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-12.7067 -15.9171 -3.3384 0.0058 -0.0009 0.0091

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	50.0537 49.9490 50.0757 1.1226 0.3918 1.1331
<b>Gt</b>	0.0251 0.0929 0.3979 0.8443 0.8136 0.7622 0.7765 0.8650 0.9574 0.8602
<b>error</b>	23,410
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.9569 -0.8799 -0.2434 0.0105 0.0001 0.0158

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0155 74.9928 75.0245 1.1975 0.2527 1.2034
<b>Gt</b>	0.0656 0.1985 0.5515 0.8387 0.8337 0.8298 0.8386 0.8813 0.9375 0.8766
<b>error</b>	18,586
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-12.7067 -15.9171 -3.3384 0.0058 -0.0009 0.0091

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	100.0120 99.9938 100.0194 1.2334 0.1897 1.2352
<b>Gt</b>	0.1140 0.2812 0.6042 0.8300 0.8446 0.8642 0.8721 0.8905 0.9248 0.9034
<b>error</b>	15,731
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.1256 -0.2019 -0.0319 0.0034 -0.0002 0.0058

### 12.2.6 Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler IMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	50.0431 49.9648 50.0818 1.0343 0.4401 0.9252
<b>R<sub>i</sub></b>	0.9834 0.9410 0.7408 0.2564 0.0863 0.1126 0.1178 0.0666 0.0187 0.0561
<b>error</b>	3.3797
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0106 -0.0189 0.0208 0.0022 0.0913 0.2750

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	75.0389 74.8130 75.0501 1.7497 1.5522 1.0866
<b>R<sub>i</sub></b>	0.7145 0.4605 0.1478 0.0404 0.0183 0.0164 0.4817 0.6464 0.0010 0.1930
<b>error</b>	2.72
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0070 0.0330 -0.0496 0.6752 -0.7472 -0.5684

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	99.0160 98.7738 99.0531 0.6973 1.5577 0.8161
<b>R<sub>i</sub></b>	0.3657 0.1377 0.0125 0.1666 0.2250 0.2023 0.1370 0.0799 0.1497 0.3441
<b>error</b>	1.8204
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0022 0.0400 -0.0430 0.0009 -0.5091 -0.6165

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	150.0014 74.0093 199.0050 1.2071 0.2760 0.8883
<b>R<sub>i</sub></b>	0.8072 0.6361 0.3726 0.1860 0.1462 0.0902 0.0624 0.0543 0.0393 0.0476
<b>error</b>	2.4418
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0032 -0.0035 0.0037 -0.1101 0.1727 0.1343

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	37.9909 46.0161 144.9988 0.6275 13.2332 0.4021
<b>R<sub>i</sub></b>	0.1041 0.0349 0.0006 0.0229 0.0302 0.0473 0.0348 0.0098 0.0041 0.0396
<b>error</b>	0.3282
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0420 0.1252 -0.0299 -0.2215 -0.3094 -1.0695

### 12.2.7 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler OMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	59.1308 119.9121 63.4941 13.9859 1.1457 14.0394
<b>G<sub>t</sub></b>	0.2677 0.7227 0.8792 0.9913 0.9868 0.9880 0.9759 0.9804 0.9519 0.9510
<b>error</b>	0.6338
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	2.2856 1.6794 -0.0196 0.0085 -0.0019 -0.0017

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	60.0223 119.9950 63.4953 13.9933 1.1440 14.0517
<b>Gt</b>	0.2756 0.7150 0.8753 0.9921 0.9884 0.9874 0.9750 0.9801 0.9572 0.9572
<b>error</b>	0.6266
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.4449 -0.3509 0.0246 0.0079 -0.0020 -0.0014

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	60.0237 119.9938 59.9959 13.9884 1.1422 14.0154
<b>Gt</b>	0.2844 0.7023 0.8653 0.9913 0.9873 0.9887 0.9763 0.9808 0.9659 0.9743
<b>error</b>	0.6220
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-0.3389 -0.2636 -0.0116 0.0070 -0.0019 -0.0012

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	120.0778 74.9612 120.0121 1.1469 1.9341 1.0484
<b>Gt</b>	0.0230 0.1072 0.3622 0.6487 0.6317 0.6021 0.6521 0.7724 0.9667 0.8657
<b>error</b>	27.680
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.8834 0.2389 -0.0457 0.0050 -0.0014 0.0007

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0779 74.9758 75.0174 1.0885 1.8887 1.0026
<b>Gt</b>	0.0069 0.0467 0.2332 0.6274 0.6185 0.6044 0.6443 0.7235 0.9325 0.8551
<b>error</b>	31.525
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.4986 0.1551 -0.0290 0.0103 -0.0011 0.0022

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	120.0778 74.9612 120.0121 1.1469 1.9341 1.0484
<b>Gt</b>	0.0230 0.1072 0.3622 0.6487 0.6317 0.6021 0.6521 0.7724 0.9667 0.8657
<b>error</b>	27.680
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.8834 0.2389 -0.0457 0.0050 -0.0014 0.0007

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	75.0779 74.9758 75.0174 1.0885 1.8887 1.0026
<b>Gt</b>	0.0069 0.0467 0.2332 0.6274 0.6185 0.6044 0.6443 0.7235 0.9325 0.8551
<b>error</b>	31.525
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	0.4986 0.1551 -0.0290 0.0103 -0.0011 0.0022

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	99.0522 98.9286 99.0077 1.0898 1.8543 0.9919
<b>Gt</b>	0.0091 0.0441 0.1737 0.6793 0.8129 0.6445 0.6487 0.7997 0.9965 0.7952
<b>error</b>	30.481
<b>grad error l1 l2 l3 z1 z2 z3</b>	-2.8050 -1.1009 0.1422 0.0070 -0.0089 0.0009

### 12.2.8 Dalga Duyarlılık Yaklaşımı ile 'Π' Tipi Devreler OMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	50.0738 50.0793 50.0042 0.9170 0.8710 0.9204
<b>Ro</b>	0.9965 0.9786 0.9298 0.7797 0.5205 0.3766 0.3340 0.2361 0.0589 0.0992
<b>error</b>	5.31
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0404 -0.0160 0.0211 0.3585 0.1022 0.1326

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	75.0999 74.9393 75.0090 0.8404 1.1098 0.8343
<b>Ro</b>	0.9954 0.9761 0.9287 0.7922 0.5320 0.1916 0.0853 0.1111 0.0800 0.1379
<b>error</b>	4.8305
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0296 -0.0360 0.0125 0.3791 0.1200 0.1345

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	99.0360 98.9689 99.0034 1.0529 1.7739 0.9019
<b>Ro</b>	0.9922 0.9620 0.8531 0.3855 0.1474 0.3250 0.3494 0.2314 0.0259 0.0712
<b>error</b>	4.343
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	0.0159 -0.0226 0.0062 0.1925 0.0922 0.0819

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	113.9854 99.0010 39.0193 13.9955 1.2684 0.9707
<b>Ro</b>	0.0251 0.7797 0.4072 0.0028 0.0225 0.0680 0.0491 0.0541 0.0486 0.0764
<b>error</b>	1.5334
<b>grad error</b> l1 l2 l3 z1 z2 z3	-0.0315 -0.0094 0.0472 0.4069 0.1814 0.2202

### 12.2.9 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'L' Tipi Devreler IMC Sonuçları

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	50.1538 50.0040 0.9975 0.6553
<b>Gt</b>	0.1285 0.4569 0.8410 0.8062 0.7385 0.7962 0.8928 0.9661 0.9316 0.7351
<b>error</b>	13.147
<b>grad error</b> l1 l2 z1 z2	7.0970 2.0060 0.0177 0.0014

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	50.0851 50.1044 2.4857 1.6889
<b>Gt</b>	0.5388 0.3824 0.6262 0.7182 0.0000 0.3388 0.9471 0.8958 0.8914 0.7835
<b>error</b>	23.227
<b>grad error</b> l1 l2 z1 z2	-60.7483 -22.3777 0.0181 0.0164

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z<sub>i</sub></b>	110.0438 69.7635 1.0978 1.6323



Gt	0.7369	0.6604	0.5754	0.5837	0.5959	0.6731	0.7423	0.8212	0.9156	0.9667
error	0.9149									
grad error l1 l2 z1 z2	0.6108	-0.7210	0.0010	-0.0052						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	120.0183	65.9955	1.0816	0.4846						
Gt	0.3560	0.5232	0.7153	0.8200	0.8343	0.8897	0.9177	0.9050	0.8742	0.7778
error	0.8761									
grad error l1 l2 z1 z2	-0.0858	-0.0855	0.0011	-0.0003						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	120.0150	64.9982	1.0749	0.4993						
Gt	0.3574	0.5261	0.7157	0.8171	0.8300	0.8858	0.9151	0.9035	0.8724	0.7775
error	0.8759									
grad error l1 l2 z1 z2	0.3298	0.3179	0.0011	-0.0001						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	120.0183	65.9955	1.0816	0.4846						
Gt	0.3560	0.5232	0.7153	0.8200	0.8343	0.8897	0.9177	0.9050	0.8742	0.7778
error	0.8761									
grad error l1 l2 z1 z2	-0.0858	-0.0855	0.0011	-0.0003						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	110.0438	69.7635	1.0978	1.6323						
Gt	0.7369	0.6604	0.5754	0.5837	0.5959	0.6731	0.7423	0.8212	0.9156	0.9667
error	0.9149									
grad error l1 l2 z1 z2	0.6108	-0.7210	0.0010	-0.0052						

### 12.2.10 Kazanç Duyarlılık Yaklaşımı ile 'L' Tipi Devreler OMC Sonuçları

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	50.2157	50.0737	1.2273	1.0336						
Gt	0.0324	0.1435	0.4825	0.6195	0.5501	0.5709	0.7083	0.8716	0.9554	0.8197
error	26,050									
grad error l1 l2 z1 z2	3.3620	14.0839	0.0256	0.0085						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
z,l	50.0704	50.0626	2.4876	1.6900						
Gt	0.5420	0.3833	0.6193	0.7547	0.0004	0.3123	0.9412	0.9023	0.8898	0.8391
error	23,184									
grad error l1 l2 z1 z2	2.2485	0.8666	0.0150	0.0193						

frekans	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
---------	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----

<b>z,l</b>	80.0177 59.9861 10.3305 9.4696
<b>Gt</b>	0.5099 0.0460 0.8243 0.7586 0.3004 0.9679 0.8841 0.6441 0.6623 0.8404
<b>error</b>	20,094
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	2.2359 2.2206 0.0140 -0.0053

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	80.0558 59.9182 13.9428 13.2296
<b>Gt</b>	0.2594 0.5906 0.7773 0.8186 0.8002 0.8610 0.9185 0.9511 0.9314 0.7925
<b>error</b>	0.9147
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	0.9533 0.5825 0.0049 -0.0063

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	82.0477 57.9502 13.9427 13.2232
<b>Gt</b>	0.2765 0.6034 0.7622 0.7988 0.7830 0.8510 0.9152 0.9516 0.9368 0.8095
<b>error</b>	0.8969
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	0.9542 0.5927 0.0042 -0.0026

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	80.0177 59.9861 10.3305 9.4696
<b>Gt</b>	0.5099 0.0460 0.8243 0.7586 0.3004 0.9679 0.8841 0.6441 0.6623 0.8404
<b>error</b>	20,094
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	2.2359 2.2206 0.0140 -0.0053

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	82.0477 57.9502 13.9427 13.2232
<b>Gt</b>	0.2765 0.6034 0.7622 0.7988 0.7830 0.8510 0.9152 0.9516 0.9368 0.8095
<b>error</b>	0.8969
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	0.9542 0.5927 0.0042 -0.0026

<b>frekans</b>	2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
<b>z,l</b>	80.0550 60.0384 14.2202 14.1908
<b>Gt</b>	0.0850 0.8983 0.8958 0.9190 0.9169 0.9459 0.9707 0.9873 0.9863 0.9286
<b>error</b>	0.8811
<b>grad error l1 l2 z1 z2</b>	-0.9532 -0.0198 0.0028 0.0019

### 13. SONUÇLAR

Bu çalışmada, mikrodalga kuvvetlendiricilerinin optimizasyonu yapılmıştır.

Optimizasyonda kullanılan hata fonksiyonları '**The Levenberg-Marquardt Algorithm**' ile '**The Convergence of Variable Metric Methods**' Algoritmaları ile minimize edilmiştir. Optimizasyon prosedüründe uydurma devrelerinin performans karakteristiklerinin tayini yapılmıştır.

Optimizasyon sonucunda tasarlanan devreler, bir profesyonel mikrodalga simülasyon paketi ile test edilmiştir. Gerçekleştirilen devre sonuçlarının simülasyon sonuçları ile tam bir uyum içerisinde olduğu gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada tasarlanan ve simülasyon programları ile gerçekleştirilebilirliği ispat edilen devreler, ileriki aşamalarda mikrodalga devre teknolojilerinden yararlanılarak uygulamaya konacaktır.

**KAYNAKLAR**

Aksen, A., Yarman, B.S., "A Real Frequency Approach to Describe Lossless Two-Ports Formed With Mixed Lumped and Distributed Elements", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ) 55, No. 6, December 2001, 389-396.

Aliyev, İ., (2001), "Performans (F, V<sub>i</sub>, G<sub>t</sub>) Üçlüleri Kullanılarak Geniş Bandlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Bunday, B.D., "Basic Optimization Methods", Edward Arnold, Baltimore, 1984

Capponi, G., Di Maio, B., Livreri, P., (1991), "A Novel Technique for Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Amplifiers", IEEE, 1991, 605-608

Cengiz, Y., Güneş, F., " Bir Mikrodalga Transistorunun Bulanık Mantık ile Modellenmesi" 11. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı 18-20 Haziran 2003, İstanbul . 130-133

Cioffi, K.R., (1989), " Broad-Band Distributed Amplifier Impedance Matching Techniques", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 12, December 1989, 1870-1876.

Collin, R.E., " Foundation For Microwave Engineering" Mcgraw-Hill 1992 Pp 334-339

Güneş, F., Cengiz, Y., "Optimization of a Microwave Amplifier Using Neural Performance Data Sheets With Genetic Algorithms", International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN) 2003, 630-637.

Güneş, F., Torpi, H., Gürgen, F., "A Multidimensional Signal-Noise Neural Model for Microwave Transistor" IEE Proc-Circuits Devices And Systems Vol 145, No 2, 1998 Pp 111-117

Güneş, F., Gürgen F., and Torpi, H., "Signal-Noise Neural Network Model For Active Microwave Device", IEE Proc-Circuits Devices And Systems, Vol. 143, No. 1, 1996, 1-8.

Güneş F., Güneş M. Ve Fidan M., " Performance Characterisation Of A Microwave Tranzistör", Ieee Proc. Circuits Devices System, Vol. 141, No:5, October 1994

Güneş F., Çetiner B.A., "Smith Chart Formulation Of Performance Characterisation For A Microwave Transistor", Ieee Proc. Circuits Devices Syst. Vol. 145, No:6, December 1998

Powell, M.J.D., "The Convergence of Variable Metric Methods For Nonlinearly Constrained Optimization Calculations," Nonlinear Programming 3 (O.L. Mangasarian, R.R. Meyer, and S.M. Robinson, eds.), Academic Press, 1978.

More, J.J., "The Levenberg-Marquardt Algorithm: Implementation and Theory," Numerical Analysis, ed. G. A. Watson, Lecture Notes in Mathematics 630, Springer Verlag, pp. 105-116, 1977.

**EKLER**

Ekler Tezde kullanılan matlab programları

### Tezde Kullanılan bazı Matlab Programları

```

%=====SALIH DEMİREL=====
%=====GT kazanç yaklaşımı=====
%=====T tipi IMC=====

function [f,g]=myfun(x,Beta,RLimc,ZLime)

options=optimset('GradObj','on');

%      SALIH DEMİREL

Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');

In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N18');

%Kaynak ve Yük Empedansları

Zg=50;

Rg=real(Zg);

Zstr=[93.993537+i*180.605963      63.512979+i*142.866299      51.030592+i*97.299883
42.904947+i*67.000504      37.577016+i*54.014523      36.5700150+i*39.590377
33.572076+i*26.680078      29.435302+i*15.874879      26.923499+i*11.494874
24.897489+i*5.535541];

%  ZLime=conj(Zstr)

ZLime=conj(Zstr);

RLime=real(ZLime);

Zo(1)=x(:,1);

Zo(2)=x(:,2);

Zo(3)=x(:,3);

```

```
l(1)=x(:,4);
```

```
l(2)=x(:,5);
```

```
l(3)=x(:,6);
```

```
% % Thetaların Hesabı
```

```
Beta=(2.*pi./Const(3))*(ln(:,2)*1e9);
```

```
Theta=(2.*pi./Const(3))*kron([1]*1e-2,ln(:,2)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
```

```
% DuyaRl(n)ýlýk Hesaplanması
```

```
for n=1:10
```

```
    %Seri ve paralel hatların ABCD parametreleri
```

```
E1=[cos(Theta(n,1)),i.*Zo(1).*sin(Theta(n,1));i.*sin(Theta(n,1))./Zo(1),cos(Theta(n,1))];
```

```
E3=[cos(Theta(n,3)),i.*Zo(3).*sin(Theta(n,3));i.*sin(Theta(n,3))./Zo(3),cos(Theta(n,3))];
```

```
E2=[1,0;-i./(Zo(2).*tan(Theta(n,2))),1];
```

```
E=E1*E2*E3;
```

```
%Seri ve paralel hatlardan oluşan sistemim esdeğer ABCD parametrelerinin hat uzunluk ve karakteristik empedanslara göre türevi
```

```
E11=[-
```

```
Beta(n).*sin(Theta(n,1)),i.*Beta(n).*Zo(1).*cos(Theta(n,1));(i.*Beta(n).*cos(Theta(n,1)))./Zo(1),-Beta(n).*sin(Theta(n,1))] *E2*E3;
```

```
EZo1=[0,i.*sin(Theta(n,1));-i.*sin(Theta(n,1))./(Zo(1).^2),0] *E2*E3;
```

```
E12=E1*[0,0;i.*Beta(n)./(Zo(2).*sin(Theta(n,2)).^2),0] *E3;
```

```
EZo2=E1*[0,0;i./(Zo(2).^2.*tan(Theta(n,2))),0] *E3;
```

```
E13=E1*E2*[-
```

```
Beta(n).*sin(Theta(n,3)),i.*Beta(n).*Zo(3).*cos(Theta(n,3));(i.*Beta(n).*cos(Theta(n,3)))./Zo(3),-Beta(n).*sin(Theta(n,3))];
```

$$EZo3=E1*E2*[0,i.*\sin(\Theta(n,3));-i.*\sin(\Theta(n,3))./(Zo(3).^2),0];$$

%her kat icin kazancin ABCD parametrelerine gore ve ABCD parametrelerinin hat uzunluk ve karakteristik empedanslarýna gore tureleri carpiminin toplami

%1. kat

$$P=abs(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]).^2;$$

$$GT(1,n)=[4.*Rg.*RLimc(n)/P];$$

$$GTI1(n,1)=-$$

$$[4.*Rg.*RLimc(n)/(P.^2)].*[[E1(1,1).*ZLimc(n)+E1(1,2)+Zg.*(E1(2,1).*ZLimc(n)+E1(2,2))].*conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(E1(1,1).*ZLimc(n)+E1(1,2)+Zg.*(E1(2,1).*ZLimc(n)+E1(2,2)))].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];$$

$$GTZo1(n,1)=-$$

$$[4.*Rg.*RLimc(n)/(P.^2)].*[[EZo1(1,1).*ZLimc(n)+EZo1(1,2)+Zg.*(EZo1(2,1).*ZLimc(n)+EZo1(2,2))].*conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(EZo1(1,1).*ZLimc(n)+EZo1(1,2)+Zg.*(EZo1(2,1).*ZLimc(n)+EZo1(2,2)))].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];$$

%2.kat

$$GTI2(n,1)=-$$

$$[4.*Rg.*RLimc(n)/(P.^2)].*[[E2(1,1).*ZLimc(n)+E2(1,2)+Zg.*(E2(2,1).*ZLimc(n)+E2(2,2))].*conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(E2(1,1).*ZLimc(n)+E2(1,2)+Zg.*(E2(2,1).*ZLimc(n)+E2(2,2)))].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];$$

$$GTZo2(n,1)=-$$

$$[4.*Rg.*RLimc(n)/(P.^2)].*[[EZo2(1,1).*ZLimc(n)+EZo2(1,2)+Zg.*(EZo2(2,1).*ZLimc(n)+EZo2(2,2))].*conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(EZo2(1,1).*ZLimc(n)+EZo2(1,2)+Zg.*(EZo2(2,1).*ZLimc(n)+EZo2(2,2)))].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];$$

%3.kat

$$GTI3(n,1)=-$$



```
[4.*Rg.*RLimc(n)./(P.^2)].*[[El3(1,1).*ZLimc(n)+El3(1,2)+Zg.*(El3(2,1).*ZLimc(n)+El3(2,2))].*[conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(El3(1,1).*ZLimc(n)+El3(1,2)+Zg.*(El3(2,1).*ZLimc(n)+El3(2,2)))]].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];
```

```
GTZo3(n,1)=-
```

```
[4.*Rg.*RLimc(n)./(P.^2)].*[[Ezo3(1,1).*ZLimc(n)+Ezo3(1,2)+Zg.*(Ezo3(2,1).*ZLimc(n)+Ezo3(2,2))].*[conj(E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)])]+[conj(Ezo3(1,1).*ZLimc(n)+Ezo3(1,2)+Zg.*(Ezo3(2,1).*ZLimc(n)+Ezo3(2,2)))]].*[E(1,1).*ZLimc(n)+E(1,2)+Zg.*[E(2,1).*ZLimc(n)+E(2,2)]]];
```

```
end
```

```
GT
```

```
%display(GT11);
```

```
%display(GTZo1);
```

```
%display(GT12);
```

```
%display(GTZo2);
```

```
%display(GT13);
```

```
%display(GTZo3);
```

```
error=1-GT;
```

```
toplam = error.^2;
```

```
hata=sum(toplam);
```

```
hatal1=2*error*GT11;
```

```
hatal2=2*error*GT12;
```

```
hatal3=2*error*GT13;
```

```
hataZo1=2*error*GTZo1;
```

```
hataZo2=2*error*GTZo2;
```

```
hataZo3=2*error*GTZo3;
```

```
g(1)=sum(hatal1);
```

```
g(2)=sum(hatal2);
```

```
g(3)=sum(hatal3);
```

```
g(4)=sum(hataZo1);
```

```
g(5)=sum(hataZo2);
```

```
g(6)=sum(hataZo3);
```

```
g=[g(1) g(2) g(3) g(4) g(5) g(6)]
```

```
f=hata
```

```
return
```

```
%=====SALIH DEMİREL=====
```

```
%=====GT kazanç yaklaşımı=====
```

```
%=====T tipi OMC=====
```

```
function [f,g]=myfun(x,Beta,Rs,Zs)
```

```
options=optimset('GradObj','on');
```

```
%      SALIH DEMİREL
```

```
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N18');
```

```
%Kaynak ve Yük Empedansları
```

```
Z=[16.87-i*132.83 14.11-i*73.29 30.97-i*97.56 90.7-i*148.77 124.06-i*139.90 199.05-
i*84.99 187.32-i*16.17 151.02+i*12.80 103.87-i*14.05 82.37-i*12.13];
```

```
Zs=conj(Z);
```

```
Rs=real(Zs);
```

```
Zl=50;
```

```
Rl=real(Zl);
```

```
Zo(4)=x(:,1);
```

```
Zo(5)=x(:,2);
```

```
Zo(6)=x(:,3);
```

```
l(4)=x(:,4);
```

```
l(5)=x(:,5);
```

```
l(6)=x(:,6);
```

```
% % Thetaların Hesabı
```

```
Beta=(2.*pi./Const(3))*(ln(:,2)*1e9);
```

```
Theta=(2.*pi./Const(3))*kron([1]*1e-2,ln(:,2)*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz
cinsinden olduğu için 0.01 ve 1*10^9 ile çarpılıyor.
```

```
% DuyaRl(n)ýlýk Hesaplanması
```

```
for n=1:10
```

```
    %Seri ve paralel hatların ABCD parametreleri
```

```
    E4=[cos(Theta(n,4)),i.*Zo(4).*sin(Theta(n,4));i.*sin(Theta(n,4))./Zo(4),cos(Theta(n,4))];
```

```
    E6=[cos(Theta(n,6)),i.*Zo(6).*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./Zo(6),cos(Theta(n,6))];
```

```
    E5=[1,0;-i./(Zo(5).*tan(Theta(n,5))),1];
```

```
    E=E4*E5*E6;
```

%Seri ve paralel hatlardan oluşan sistemim esdeger ABCD parametrelerinin hat uzunluk ve karakteristik empedanslara gore turevi

E14=[-

Beta(n).\*sin(Theta(n,4)),i.\*Beta(n).\*Zo(4).\*cos(Theta(n,4));(i.\*Beta(n).\*cos(Theta(n,4)))./Zo(4),-Beta(n).\*sin(Theta(n,4))]\*E5\*E6;

EZo4=[0,i.\*sin(Theta(n,4));-i.\*sin(Theta(n,4))./(Zo(4).^2),0]\*E5\*E6;

E15=E4\*[0,0;i.\*Beta(n)./(Zo(5).\*sin(Theta(n,5)).^2),0]\*E6;

EZo5=E4\*[0,0;i./((Zo(5).^2.\*tan(Theta(n,5))),0)\*E6;

E16=E4\*E5\*[-

Beta(n).\*sin(Theta(n,6)),i.\*Beta(n).\*Zo(6).\*cos(Theta(n,6));(i.\*Beta(n).\*cos(Theta(n,6)))./Zo(6),-Beta(n).\*sin(Theta(n,6))];

EZo6=E4\*E5\*[0,i.\*sin(Theta(n,6));-i.\*sin(Theta(n,6))./(Zo(6).^2),0];

%her kat icin kazancin ABCD parametrelerine gore ve ABCD parametrelerinin hat uzunluk ve karakteristik empedanslarına gore tureleri carpiminin toplami

%4. kat

P=abs(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]).^2;

GT(1,n)=[4.\*Rs(n).\*Rl/P];

GTI4(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl/(P.^2)].\*[[E14(1,1).\*Zl+E14(1,2)+Zs(n).\*(E14(2,1).\*Zl+E14(2,2))].\*[conj(E(1,1)).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]]+[conj(E14(1,1).\*Zl+E14(1,2)+Zs(n).\*(E14(2,1).\*Zl+E14(2,2)))].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

GTZo4(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl/(P.^2)].\*[[Ezo4(1,1).\*Zl+Ezo4(1,2)+Zs(n).\*(Ezo4(2,1).\*Zl+Ezo4(2,2))].\*[conj(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]]+[conj(Ezo4(1,1).\*Zl+Ezo4(1,2)+Zs(n).\*(Ezo4(2,1).\*Zl+Ezo4(2,2)))].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

%5.kat

GTI5(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl./(P.^2)].\*[[E15(1,1).\*Zl+E15(1,2)+Zs(n).\*(E15(2,1).\*Zl+E15(2,2))].\*[conj(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)])]+[conj(E15(1,1).\*Zl+E15(1,2)+Zs(n).\*(E15(2,1).\*Zl+E15(2,2)))]].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

GTZo5(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl./(P.^2)].\*[[Ezo5(1,1).\*Zl+Ezo5(1,2)+Zs(n).\*(Ezo5(2,1).\*Zl+Ezo5(2,2))].\*[conj(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)])]+[conj(Ezo5(1,1).\*Zl+Ezo5(1,2)+Zs(n).\*(Ezo5(2,1).\*Zl+Ezo5(2,2)))]].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

%6.kat

GTI6(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl./(P.^2)].\*[[E16(1,1).\*Zl+E16(1,2)+Zs(n).\*(E16(2,1).\*Zl+E16(2,2))].\*[conj(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)])]+[conj(E16(1,1).\*Zl+E16(1,2)+Zs(n).\*(E16(2,1).\*Zl+E16(2,2)))]].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

GTZo6(n,1)=-

[4.\*Rs(n).\*Rl./(P.^2)].\*[[Ezo6(1,1).\*Zl+Ezo6(1,2)+Zs(n).\*(Ezo6(2,1).\*Zl+Ezo6(2,2))].\*[conj(E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)])]+[conj(Ezo6(1,1).\*Zl+Ezo6(1,2)+Zs(n).\*(Ezo6(2,1).\*Zl+Ezo6(2,2)))]].\*[E(1,1).\*Zl+E(1,2)+Zs(n).\*[E(2,1).\*Zl+E(2,2)]]];

end

GT

%display(GTI4);

%display(GTZo4);

%display(GTI5);

%display(GTZo5);

%display(GTI6);

%display(GTZo6);

```
error=1-GT;

toplam = error.^2;

hata=sum(toplam);

hatal1=2*error*GT14;

hatal2=2*error*GT15;

hatal3=2*error*GT16;

hataZo1=2*error*GTZo4;

hataZo2=2*error*GTZo5;

hataZo3=2*error*GTZo6;

g(1)=sum(hatal1);

g(2)=sum(hatal2);

g(3)=sum(hatal3);

g(4)=sum(hataZo1);

g(5)=sum(hataZo2);

g(6)=sum(hataZo3);

g=[g(1) g(2) g(3) g(4) g(5) g(6)]

f=hata

return
```

```
%=====SALIH DEMİREL=====
```

```
%=====GT kazanç yaklaşımı=====
```

```
%=====T -T tipi tumdevre =====
```

```
%=====Kontrol programı =====
```

```
function F=tez_NE329S01A(l)
```

```
%*****
```

```
*****
```

```
%.....SALIH DEMİREL.....
```

```
%Tranzistör için Vce=10 V; Ic=20 mA olarak alınmıştır.
```

```
Const = DLMREAD('Dosya_Const.csv',';',0,0,'A1..J1');
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N12');
```

```
%Kaynak ve Yük Empedansları
```

```
Zs_const=50;
```

```
Rs_const=real(Zs_const);
```

```
Zl_const=50;
```

```
Rl_const=real(Zl_const);
```

```
%Gürültü Faktörü Referans Değeri
```

```
Fr=10^(Const(4)*0.1);
```

%z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları

n=12;

z1=l(7);

z2=l(8);

z3=l(9);

z4=l(10);

z5=l(11);

z6=l(12);

l1=l(1);

l2=l(2);

l3=l(3);

l4=l(4);

l5=l(5);

l6=l(6);

% Referans Kazanç Değeri

Gref=10^(Const(10)\*0.1);

% İlk Değerlerin Tanımlanması



```
n=12;  
Gt=zeros(n,1);  
Gav=zeros(n,1);  
E1=zeros(2,2);  
E2=zeros(2,2);  
E3=zeros(2,2);  
E4=zeros(2,2);  
E5=zeros(2,2);  
E6=zeros(2,2);  
MRin=zeros(n,1);  
  
EN=zeros(n,1);  
GT=zeros(n,1);  
LT=zeros(n,1);  
Noise=zeros(n,1);  
Zs=ones(n,7);  
Zopt=zeros(n,1);  
Zout=zeros(n,1);  
Rout=zeros(n,1);  
Zm=zeros(n,7);  
Zi7=zeros(n,1);  
A=zeros(n,1);  
B=zeros(n,1);  
C=zeros(n,1);
```

```
D=zeros(n,1);
```

```
AA=zeros(n,1);
```

```
BB=zeros(n,1);
```

```
CC=zeros(n,1);
```

```
DD=zeros(n,1);
```

```
EE=zeros(n,1);
```

```
FF=zeros(n,1);
```

```
GG=zeros(n,1);
```

```
HH=zeros(n,1);
```

```
roi=zeros(n,1);
```

```
EVi=zeros(n,1);
```

```
toplam=zeros(n,1);
```

```
% S Parametrelerinin hesaplanması
```

```
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
```

```
G_opt=S(:,5);
```

```
S = S(:,1:4);
```

```
% ABCD Parametrelerinin Hesabı
```

```
A = ((1+S(:,1)).*(1-S(:,4))+S(:,2).*S(:,3))./(2.*S(:,2));
```

$$B = 50 \cdot ((1+S(:,1)) \cdot (1+S(:,4)) - S(:,2) \cdot S(:,3)) / (2 \cdot S(:,2)));$$

$$C = (1/50) \cdot ((1-S(:,1)) \cdot (1-S(:,4)) - S(:,2) \cdot S(:,3)) / (2 \cdot S(:,2)));$$

$$D = ((1-S(:,1)) \cdot (1+S(:,4)) + S(:,2) \cdot S(:,3)) / (2 \cdot S(:,2));$$

%Tranzistörün Eşdeğer Gürültü Direnci

$$R_n = \ln(:,14) \cdot \text{Const}(2);$$

% Minimum Gürültü Faktörü

$$F_{\min} = 10^{\ln(:,11) \cdot 0.1};$$

% Thetaların Hesabı

Theta=(2\*pi/(Const(3))) \* kron(1\*1e-2, ln(:,2)\*1e9); % 1 cm. cinsinden ve frekans GHz cinsinden olduğu için 0.01 ve 1\*10^9 ile çarpılıyor.

% Kazancın Hesaplanması

for n=1:12

$$E1 = [\cos(\text{Theta}(n,1)), i \cdot z1 \cdot \sin(\text{Theta}(n,1)); i \cdot \sin(\text{Theta}(n,1)) / z1, \cos(\text{Theta}(n,1))];$$

$$E3 = [\cos(\text{Theta}(n,3)), i \cdot z3 \cdot \sin(\text{Theta}(n,3)); i \cdot \sin(\text{Theta}(n,3)) / z3, \cos(\text{Theta}(n,3))];$$

$$E4 = [\cos(\text{Theta}(n,4)), i \cdot z4 \cdot \sin(\text{Theta}(n,4)); i \cdot \sin(\text{Theta}(n,4)) / z4, \cos(\text{Theta}(n,4))];$$

```
E6=[cos(Theta(n,6)),i.*z6.*sin(Theta(n,6));i.*sin(Theta(n,6))./z6,cos(Theta(n,6))];
```

```
E2=[1,0;-i./(z2.*tan(Theta(n,2))),1];
```

```
E5=[1,0;-i./(z5.*tan(Theta(n,5))),1];
```

```
M=E1*E2*E3*[A(n),B(n);C(n),D(n)]*E4*E5*E6;
```

```
Gt(n)=4*Rs_const*Rl_const/(
abs(M(1,1).*Zl_const+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*Zl_const+M(2,2)) ).^2)
```

```
Zin(n)=(M(1,1).*Zl_const+M(1,2))./(M(2,1).*Zl_const+M(2,2));
```

```
MRin(n)=abs((Zs_const-conj(Zin(n)))/(Zs_const+Zin(n)))
```

```
Zout=(M(1,2)+M(2,2).*Zs_const)/(M(1,1)+M(2,1).*Zs_const);
```

```
Rout=real(Zout);
```

```
Gav(n)=4*Rs_const*Rout/(
abs(M(1,1).*conj(Zout)+M(1,2)+Zs_const*(M(2,1).*conj(Zout)+M(2,2))).^2);
```

```
end
```

```
ortmr=MRin(2)+2*MRin(3)+2*MRin(4)+3*MRin(5)+3*MRin(6)+3*MRin(7)+3*MRin(8)+3
*MRin(9)+3*MRin(10)+2*MRin(11);
```

```
ortmrin=ortmr/25;
```

```
ortgt=Gt(1)+Gt(2)+Gt(3)+Gt(4)+Gt(5)+Gt(6)+Gt(7)+Gt(8)+Gt(9)+Gt(10);
```

```
ortgt=ortgt/10;
```

```
%Ýlk Katýn Kaynak Empedansý
```

```
Zs(:,1)=Zs_const*ones(n,1);
```

```
%Ýkinci Katýn Kaynak Empedansý
```

```
Zs(:,2)=(i.*z1.*sin(Theta(:,1))+cos(Theta(:,1)).*Zs(:,1))./(cos(Theta(:,1))+i.*sin(Theta(:,1)).*Zs(:,1)./z1);
```

```
%Üçüncü Katýn Kaynak Empedansý
```

```
Zs(:,3)=Zs(:,2)./(1+(-i./z2./(tan(Theta(:,2)))).*Zs(:,2));
```

```
%Dördüncü Katýn Kaynak Empedansý
```

```
Zs(:,4)=(i.*z3.*sin(Theta(:,3))+cos(Theta(:,3)).*Zs(:,3))./(cos(Theta(:,3))+i.*sin(Theta(:,3)).*Zs(:,3)./z3);
```

```
%Transistör Ýçin Optimum Kaynak Empedansý
```

```
Zopt=50*(1+G_opt)/(1-G_opt);
```

```
Rs4=real(Zs(:,4));
```

```
Ropt=real(Zopt);
```

```
%Giriş Uydurma Devresi Pasif Ve Kayýpsýz Olduđundaki Transduser Güç Kazancý
```

```
GT=4*Rs4.*Ropt./(abs(Zs(:,4)+conj(Zopt))).^2;
```

```
LT=1./GT;
```

```
Noise=(4*Rn.*Ropt.*(1./GT-1))./((abs(Zopt)).^2)+Fmin
```

```
%=====SALIH DEMİREL=====
```

```
%=====Ri yaklaşımı(dalga)=====
```

```
%=====T tipi IMC devre =====
```

```
function [f,g]=myfun(x,Beta,Rl,Zl)
```

```
options=optimset('GradObj','on');
```

```
% SALIH DEMİREL
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N18');
```

```
%Kaynak ve Yük Empedanslari
```

```
Zg=50;
```

```
Zn=50;
```

```
Yn=1./Zn;
```

```
% z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
```

```
Zo(1)=x(:,1);
```

```
Zo(2)=x(:,2);
```

```
Zo(3)=x(:,3);
```

```
l(1)=x(:,4);
```

```
l(2)=x(:,5);
```

```
l(3)=x(:,6);
```

```
Yo(2)=1/Zo(2);
```

```
Z=[93.993537+i*180.605963      63.512979+i*142.866299      51.030592+i*97.299883
```

```
42.904947+i*67.000504      37.577016+i*54.014523      36.5700150+i*39.590377
```

33.572076+i\*26.680078                      29.435302+i\*15.874879                      26.923499+i\*11.494874  
 24.897489+i\*5.535541];

Zl=conj(Z);

% Thetalarin Hesabi

Theta=(2.\*pi./300000000)\*kron([1]\*1e-2,In(:,2)\*1e9);

Beta=(2.\*pi./300000000)\*(In(:,2)\*1e9);

for n=1:10

S111 = (Zo(1)^2-Zn^2)/(Zo(1)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(1)\*Zn\*cot(Theta(n,1))));

S122 = (Zo(1)^2-Zn^2)/(Zo(1)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(1)\*Zn\*cot(Theta(n,1))));

S112 = -i\*2\*Zo(1)\*Zn\*csc(Theta(n,1))/(Zo(1)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(1)\*Zn\*cot(Theta(n,1))));

S121 = -i\*2\*Zo(1)\*Zn\*csc(Theta(n,1))/(Zo(1)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(1)\*Zn\*cot(Theta(n,1))));

S1=(Zg-Zn)/(Zg+Zn);

S7=(Zl(n)-Zn)/(Zl(n)+Zn);

S211 = Yo(2)\*i\*cot(Theta(n,2))/(2\*Yn-(i\*Yo(2)\*cot(Theta(n,2))));

S212 = 2\*Yn/(2\*Yn-(i\*Yo(2)\*cot(Theta(n,2))));

S221 = 2\*Yn/(2\*Yn-(i\*Yo(2)\*cot(Theta(n,2))));

S222 = Yo(2)\*i\*cot(Theta(n,2))/(2\*Yn-(i\*Yo(2)\*cot(Theta(n,2))));

S311 = (Zo(3)^2-Zn^2)/(Zo(3)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(3)\*Zn\*cot(Theta(n,3))));

S322 = (Zo(3)^2-Zn^2)/(Zo(3)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(3)\*Zn\*cot(Theta(n,3))));

S312 = -i\*2\*Zo(3)\*Zn\*csc(Theta(n,3))/(Zo(3)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(3)\*Zn\*cot(Theta(n,3))));

S321 = -i\*2\*Zo(3)\*Zn\*csc(Theta(n,3))/(Zo(3)^2+Zn^2-(i\*2\*Zo(3)\*Zn\*cot(Theta(n,3))));

W=[-S1 1 0 0 0 0 0; 1 -S111 -S112 0 0 0 0; 0 -S121 -S122 1 0 0 0; 0 0 1 -S211 -S212 0

0 0; 0 0 0 -S221 -S222 1 0 0; 0 0 0 0 1 -S311 -S312 0; 0 0 0 0 0 -S321 -S322 1; 0 0 0 0 0 1 -S7];

c=[1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];

c2=[0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1];

ang=inv(W)\*c;

alpha=inv(W.)\*c2;

% a12'nin Z01 e gore kısmi türevi

G1=(alpha(2,1) alpha(3,1))\*[ang(2,1); ang(3,1)]-[alpha(1,1) alpha(4,1)]\*[ang(1,1); ang(4,1)]./(2.\*Zo(1));

% a12'nin Z02 e gore kısmi türevi

G2=(alpha(4,1) alpha(5,1))\*[ang(4,1); ang(5,1)]-[alpha(3,1) alpha(6,1)]\*[ang(3,1); ang(6,1)]./(2.\*Zo(2));

% a12'nin Z03 e gore kısmi türevi

G3=(alpha(6,1) alpha(7,1))\*[ang(6,1); ang(7,1)]-[alpha(5,1) alpha(8,1)]\*[ang(5,1); ang(8,1)]./(2.\*Zo(3));

% a12'nin l1 e gore kısmi türevi

G11=i.\*Zo(1).\*Beta(n).\*[alpha(2,1)-alpha(1,1) alpha(3,1)-alpha(4,1)]\*[1 cos(Theta(n,1)); cos(Theta(n,1)) 1]\*[ang(2,1)-ang(1,1); ang(3,1)-ang(4,1)]./(2.\*Zn.\*(sin(Theta(n,1)).^2));

% a12'nin l2 e gore kısmi türevi

G12=i.\*Zo(2).\*Beta(n).\*[alpha(4,1)-alpha(3,1) alpha(5,1)-alpha(6,1)]\*[1 1; 1 1]\*[ang(4,1)-ang(3,1); ang(5,1)-ang(6,1)]./(2.\*Zn.\*(cos(Theta(n,2)).^2));

% a12'nin l3 e gore kısmi türevi

G13=i.\*Zo(3).\*Beta(n).\*[alpha(6,1)-alpha(5,1) alpha(7,1)-alpha(8,1)]\*[1 cos(Theta(n,3)); cos(Theta(n,3)) 1]\*[ang(6,1)-ang(5,1); ang(7,1)-ang(8,1)]./(2.\*Zn.\*(sin(Theta(n,3)).^2));

% mutlak de?er yans?ma n?n Z,L lere göre duyarlı???



```
Rin(1,n)=abs(ang(1,1));  
  
yaZ01(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G1/ang(1,1));  
yaZ02(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G2/ang(1,1));  
yaZ03(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G3/ang(1,1));  
  
yal01(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G11/ang(1,1))*10^-3;  
yal02(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G12/ang(1,1))*10^-3;  
yal03(n,1)=abs(ang(1,1))*real(G13/ang(1,1))*10^-3;  
  
end  
  
%display(yaZ01);  
  
%display(yaZ02);  
  
%display(yaZ03);  
  
%display(yal01);  
  
%display(yal02);  
  
%display(yal03);  
  
%display(Rin);  
  
  
error=Rin;  
  
  
toplam = error.^2;  
  
Ri=toplam;
```

Ri

hata=sum(toplam);

hataZo1=2\*error\*yaZ01;

hataZo2=2\*error\*yaZ02;

hataZo3=2\*error\*yaZ03;

hatal1=2\*error\*yal01;

hatal2=2\*error\*yal02;

hatal3=2\*error\*yal03;

g(1)=sum(hataZo1);

g(2)=sum(hataZo2);

g(3)=sum(hataZo3);

g(4)=sum(hatal1);

g(5)=sum(hatal2);

g(6)=sum(hatal3);

g=[g(1) g(2) g(3) g(4) g(5) g(6)]

f=hata

return

```

%=====SALIH DEMİREL=====

%=====Ro yaklaşımı(dalga)=====

%=====T tipi OMC devre =====

function [f,g]=myfun(x,Beta,Rl,Zl)

options=optimset('GradObj','on');

%           SALIH DEMİREL

In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N18');

%Kaynak ve Yük Empedanslari

Zl=50;

Zn=50;

Yn=1./Zn;

Z=[16.87-i*132.83  14.11-i*73.29  30.97-i*97.56  90.7-i*148.77  124.06-i*139.90  199.05-
i*84.99 187.32-i*16.17 151.02+i*12.80 103.87-i*14.05 82.37-i*12.13];

Zg=conj(Z);

%   z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları

Zo(1)=x(:,1);

Zo(2)=x(:,2);

Zo(3)=x(:,3);

l(1)=x(:,4);

l(2)=x(:,5);

l(3)=x(:,6);

```

$$Y_0(2)=1/Z_0(2);$$

% Thetalarin Hesabi

$$\Theta=(2.*\pi./300000000)*\text{kron}([1]*1e-2,\text{In}(:,2)*1e9);$$

$$\beta=(2.*\pi./300000000)*(\text{In}(:,2)*1e9);$$

for n=1:10

$$S_{111} = (Z_0(1)^2 - Z_n^2)/(Z_0(1)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(1) * Z_n * \cot(\Theta(n,1))));$$

$$S_{122} = (Z_0(1)^2 - Z_n^2)/(Z_0(1)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(1) * Z_n * \cot(\Theta(n,1))));$$

$$S_{112} = -i^2 * Z_0(1) * Z_n * \csc(\Theta(n,1))/(Z_0(1)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(1) * Z_n * \cot(\Theta(n,1))));$$

$$S_{121} = -i^2 * Z_0(1) * Z_n * \csc(\Theta(n,1))/(Z_0(1)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(1) * Z_n * \cot(\Theta(n,1))));$$

$$S_1 = (Z_g(n) - Z_n)/(Z_g(n) + Z_n);$$

$$S_7 = (Z_l - Z_n)/(Z_l + Z_n);$$

$$S_{211} = Y_0(2) * i * \cot(\Theta(n,2))/(2 * Y_n - (i * Y_0(2) * \cot(\Theta(n,2))));$$

$$S_{212} = 2 * Y_n / (2 * Y_n - (i * Y_0(2) * \cot(\Theta(n,2))));$$

$$S_{221} = 2 * Y_n / (2 * Y_n - (i * Y_0(2) * \cot(\Theta(n,2))));$$

$$S_{222} = Y_0(2) * i * \cot(\Theta(n,2))/(2 * Y_n - (i * Y_0(2) * \cot(\Theta(n,2))));$$

$$S_{311} = (Z_0(3)^2 - Z_n^2)/(Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S_{322} = (Z_0(3)^2 - Z_n^2)/(Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S_{312} = -i^2 * Z_0(3) * Z_n * \csc(\Theta(n,3))/(Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S_{321} = -i^2 * Z_0(3) * Z_n * \csc(\Theta(n,3))/(Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$W = [-S_1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 1 \ -S_{111} \ -S_{112} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ -S_{121} \ -S_{122} \ 1 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 1 \ -S_{211} \ -S_{212} \ 0 \\ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ -S_{221} \ -S_{222} \ 1 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ -S_{311} \ -S_{312} \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -S_{321} \ -S_{322} \ 1; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ - \\ S_7];$$

$$c = [1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];$$

```
c2=[0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1];
```

```
ang=inv(W)*c;
```

```
alpha=inv(W.)*c2;
```

```
% a12'nin Z01 e gore kısmi türevi
```

```
G1=(alpha(2,1) alpha(3,1))*[ang(2,1); ang(3,1)]-[alpha(1,1) alpha(4,1)]*[ang(1,1); ang(4,1)]./(2.*Zo(1));
```

```
% a12'nin Z02 e gore kısmi türevi
```

```
G2=(alpha(4,1) alpha(5,1))*[ang(4,1); ang(5,1)]-[alpha(3,1) alpha(6,1)]*[ang(3,1); ang(6,1)]./(2.*Zo(2));
```

```
% a12'nin Z03 e gore kısmi türevi
```

```
G3=(alpha(6,1) alpha(7,1))*[ang(6,1); ang(7,1)]-[alpha(5,1) alpha(8,1)]*[ang(5,1); ang(8,1)]./(2.*Zo(3));
```

```
% a12'nin l1 e gore kısmi türevi
```

```
G11=i.*Zo(1).*Beta(n).*[alpha(2,1)-alpha(1,1) alpha(3,1)-alpha(4,1)]*[1 cos(Theta(n,1)); cos(Theta(n,1)) 1]*[ang(2,1)-ang(1,1); ang(3,1)-ang(4,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,1)).^2));
```

```
% a12'nin l2 e gore kısmi türevi
```

```
G12=i.*Zo(2).*Beta(n).*[alpha(4,1)-alpha(3,1) alpha(5,1)-alpha(6,1)]*[1 1;1 1]*[ang(4,1)-ang(3,1); ang(5,1)-ang(6,1)]./(2.*Zn.*(cos(Theta(n,2)).^2));
```

```
% a12'nin l3 e gore kısmi türevi
```

```
G13=i.*Zo(3).*Beta(n).*[alpha(6,1)-alpha(5,1) alpha(7,1)-alpha(8,1)]*[1 cos(Theta(n,3)); cos(Theta(n,3)) 1]*[ang(6,1)-ang(5,1); ang(7,1)-ang(8,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,3)).^2));
```

```
% mutlak de?er yans?ma n?n Z,L lere göre duyarlı!???
```

```
Rout(1,n)=abs(alpha(8,1));
```

```
yaZ01(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G1/ang(8,1));
```

```
yaZ02(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G2/ang(8,1));
```

```
yaZ03(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G3/ang(8,1));

yal01(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G11/ang(8,1))*10^-3;
yal02(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G12/ang(8,1))*10^-3;
yal03(n,1)=abs(ang(8,1))*real(G13/ang(8,1))*10^-3;

end

%display(yaZ01);

%display(yaZ02);

%display(yaZ03);

%display(yal01);

%display(yal02);

%display(yal03);

%display(Rout);

error=Rout;

toplam = error.^2;

Ro=toplam;

Ro

hata=sum(toplam);

hataZo1=2*error*yaZ01;

hataZo2=2*error*yaZ02;

hataZo3=2*error*yaZ03;
```

```
hatal1=2*error*yal01;
```

```
hatal2=2*error*yal02;
```

```
hatal3=2*error*yal03;
```

```
g(1)=sum(hataZo1);
```

```
g(2)=sum(hataZo2);
```

```
g(3)=sum(hataZo3);
```

```
g(4)=sum(hatal1);
```

```
g(5)=sum(hatal2);
```

```
g(6)=sum(hatal3);
```

```
g=[g(1) g(2) g(3) g(4) g(5) g(6)]
```

```
f=hata
```

```
return
```

```
%=====SALIH DEMİREL=====
%=====R yaklaşımı(dalga)=====
%=====T -T tipi tumdevre =====
%=====Kontrol programı GT, R =====
```

```
In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N18');
```

```
%Kaynak ve Yük Empedanslari
```

```
Zg=50;
```

```
Zl=50;
```

```
Zn=50;
```

```
Yn=1/Zn;
```

```
% z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedansları
```

```
Zo(1)=89.9864;
```

```
Zo(2)=150.0031;
```

```
Zo(3)=125.0004;
```

```
Zo(4)=150.0040;
```

```
Zo(5)=140.0168;
```

```
Zo(6)=90.0042;
```

```
l(1)=12.7273;
```

```
l(2)=1.1869;
```

```
l(3)=0.2924;
```

```
l(4)=13.8485;
```

```
l(5)=1.0193;
```

```
l(6)=0.6487;
```



$$Y_o(2)=1/Z_o(2);$$

$$Y_o(5)=1/Z_o(5);$$

% S Parametrelerinin hesaplanması

$$S = \text{MATCOMP}(\text{In}(:, [3:2:9, 12]), \text{In}(:, [4:2:10, 13]));$$

$$S = S(:, 1:4);$$

% Thetaların Hesabı

$$\text{Theta} = (2 \cdot \pi / 300000000) \cdot \text{kron}([1] \cdot 1e-2, \text{In}(:, 2) \cdot 1e9);$$

$$\text{Beta} = (2 \cdot \pi / 300000000) \cdot (\text{In}(:, 2) \cdot 1e9);$$

for n=1:10

$$S_{111} = (Z_o(1)^2 - Z_n^2) / (Z_o(1)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 1))));$$

$$S_{122} = (Z_o(1)^2 - Z_n^2) / (Z_o(1)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 1))));$$

$$S_{112} = -i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \csc(\text{Theta}(n, 1)) / (Z_o(1)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 1))));$$

$$S_{121} = -i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \csc(\text{Theta}(n, 1)) / (Z_o(1)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(1) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 1))));$$

$$S_1 = (Z_g - Z_n) / (Z_g + Z_n);$$

$$S_7 = (Z_l - Z_n) / (Z_l + Z_n);$$

$$S_{211} = Y_o(2) \cdot i \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2)) / (2 \cdot Y_n - (i \cdot Y_o(2) \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2))));$$

$$S_{212} = 2 \cdot Y_n / (2 \cdot Y_n - (i \cdot Y_o(2) \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2))));$$

$$S_{221} = 2 \cdot Y_n / (2 \cdot Y_n - (i \cdot Y_o(2) \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2))));$$

$$S_{222} = Y_o(2) \cdot i \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2)) / (2 \cdot Y_n - (i \cdot Y_o(2) \cdot \cot(\text{Theta}(n, 2))));$$

$$S_{311} = (Z_o(3)^2 - Z_n^2) / (Z_o(3)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(3) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 3))));$$

$$S_{322} = (Z_o(3)^2 - Z_n^2) / (Z_o(3)^2 + Z_n^2 - (i \cdot 2 \cdot Z_o(3) \cdot Z_n \cdot \cot(\text{Theta}(n, 3))));$$

$$S312 = -i*2*Zo(3)*Zn*csc(Theta(n,3))/(Zo(3)^2+Zn^2-(i*2*Zo(3)*Zn*cot(Theta(n,3))));$$

$$S321 = -i*2*Zo(3)*Zn*csc(Theta(n,3))/(Zo(3)^2+Zn^2-(i*2*Zo(3)*Zn*cot(Theta(n,3))));$$

$$S411 = (Zo(4)^2-Zn^2)/(Zo(4)^2+Zn^2-(i*2*Zo(4)*Zn*cot(Theta(n,4))));$$

$$S422 = (Zo(4)^2-Zn^2)/(Zo(4)^2+Zn^2-(i*2*Zo(4)*Zn*cot(Theta(n,4))));$$

$$S412 = -i*2*Zo(4)*Zn*csc(Theta(n,4))/(Zo(4)^2+Zn^2-(i*2*Zo(4)*Zn*cot(Theta(n,4))));$$

$$S421 = -i*2*Zo(4)*Zn*csc(Theta(n,4))/(Zo(4)^2+Zn^2-(i*2*Zo(4)*Zn*cot(Theta(n,4))));$$

$$S511 = Yo(5)*i*cot(Theta(n,5))/(2*Yn-(i*Yo(5)*cot(Theta(n,5))));$$

$$S512 = 2*Yn/(2*Yn-(i*Yo(5)*cot(Theta(n,5))));$$

$$S521 = 2*Yn/(2*Yn-(i*Yo(5)*cot(Theta(n,5))));$$

$$S522 = Yo(5)*i*cot(Theta(n,5))/(2*Yn-(i*Yo(5)*cot(Theta(n,5))));$$

$$S611 = (Zo(6)^2-Zn^2)/(Zo(6)^2+Zn^2-(i*2*Zo(6)*Zn*cot(Theta(n,6))));$$

$$S622 = (Zo(6)^2-Zn^2)/(Zo(6)^2+Zn^2-(i*2*Zo(6)*Zn*cot(Theta(n,6))));$$

$$S612 = -i*2*Zo(6)*Zn*csc(Theta(n,6))/(Zo(6)^2+Zn^2-(i*2*Zo(6)*Zn*cot(Theta(n,6))));$$

$$S621 = -i*2*Zo(6)*Zn*csc(Theta(n,6))/(Zo(6)^2+Zn^2-(i*2*Zo(6)*Zn*cot(Theta(n,6))));$$

$$S11=S(n,1);$$

$$S12=S(n,3);$$

$$S21=S(n,2);$$

$$S22=S(n,4);$$

$$W = [-S1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 1 \ -S111 \ -S112 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ -S121 \ -S122 \\ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 1 \ -S211 \ -S212 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ -S221 \ -S222 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

```

0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 1 -S311 -S312 0 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 -S321 -S322 1 0 0 0 0 0 0 0; 0
0 0 0 0 0 1 -S11 -S12 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 -S21 -S22 1 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 1 -
S411 -S412 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 -S421 -S422 1 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 -S511 -
S512 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 -S521 -S522 1 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 -S611 -S612 0; 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 -S621 -S622 1; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 -S7];

```

```
c=[1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];
```

```
ang=inv(W)*c;
```

```
c2=[0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1];
```

```
alpha=inv(W.)*c2;
```

```
% a12'nin Z01 e gore kısmi türevi
```

```
G1=(alpha(2,1) alpha(3,1))*[ang(2,1); ang(3,1)]-[alpha(1,1) alpha(4,1))*[ang(1,1);
ang(4,1)]/(2.*Zo(1));
```

```
% a12'nin Z02 e gore kısmi türevi
```

```
G2=(alpha(4,1) alpha(5,1))*[ang(4,1); ang(5,1)]-[alpha(3,1) alpha(6,1))*[ang(3,1);
ang(6,1)]/(2.*Zo(2));
```

```
% a12'nin Z03 e gore kısmi türevi
```

```
G3=(alpha(6,1) alpha(7,1))*[ang(6,1); ang(7,1)]-[alpha(5,1) alpha(8,1))*[ang(5,1);
ang(8,1)]/(2.*Zo(3));
```

```
% a12'nin Z04 e gore kısmi türevi
```

```
G4=(alpha(10,1) alpha(11,1))*[ang(10,1); ang(11,1)]-[alpha(9,1) alpha(12,1))*[ang(9,1);
ang(12,1)]/(2.*Zo(4));
```

```
% a12'nin Z05 e gore kısmi türevi
```

```
G5=(alpha(12,1) alpha(13,1))*[ang(12,1); ang(13,1)]-[alpha(11,1) alpha(14,1))*[ang(11,1);
ang(14,1)]/(2.*Zo(5));
```

```
% a12'nin Z06 e gore kısmi türevi
```

```
G6=(alpha(14,1) alpha(15,1))*[ang(14,1); ang(15,1)]-[alpha(13,1) alpha(16,1)]*[ang(13,1);
ang(16,1)]./(2.*Zo(6));
```

```
% a12'nin l1 e gore kısmi türevi
```

```
G11=i.*Zo(1).*Beta(n).*[alpha(2,1)-alpha(1,1) alpha(3,1)-alpha(4,1)]*[1 cos(Theta(n,1));
cos(Theta(n,1)) 1]*[ang(2,1)-ang(1,1); ang(3,1)-ang(4,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,1)).^2));
```

```
% a12'nin l2 e gore kısmi türevi
```

```
G12=i.*Zo(2).*Beta(n).*[alpha(4,1)-alpha(3,1) alpha(5,1)-alpha(6,1)]*[1 1;1 1]*[ang(4,1)-
ang(3,1); ang(5,1)-ang(6,1)]./(2.*Zn.*(cos(Theta(n,2)).^2));
```

```
% a12'nin l3 e gore kısmi türevi
```

```
G13=i.*Zo(3).*Beta(n).*[alpha(6,1)-alpha(5,1) alpha(7,1)-alpha(8,1)]*[1 cos(Theta(n,3));
cos(Theta(n,3)) 1]*[ang(6,1)-ang(5,1); ang(7,1)-ang(8,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,3)).^2));
```

```
% a12'nin l4 e gore kısmi türevi
```

```
G14=i.*Zo(4).*Beta(n).*[alpha(10,1)-alpha(9,1) alpha(11,1)-alpha(12,1)]*[1 cos(Theta(n,4));
cos(Theta(n,4)) 1]*[ang(10,1)-ang(9,1); ang(11,1)-ang(12,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,4)).^2));
```

```
% a12'nin l5 e gore kısmi türevi
```

```
G15=i.*Zo(5).*Beta(n).*[alpha(12,1)-alpha(11,1) alpha(13,1)-alpha(14,1)]*[1 1;1
1]*[ang(12,1)-ang(11,1); ang(13,1)-ang(14,1)]./(2.*Zn.*(cos(Theta(n,5)).^2));
```

```
% a12'nin l6 e gore kısmi türevi
```

```
G16=i.*Zo(6).*Beta(n).*[alpha(14,1)-alpha(13,1) alpha(15,1)-alpha(16,1)]*[1
cos(Theta(n,6)); cos(Theta(n,6)) 1]*[ang(14,1)-ang(13,1); ang(15,1)-
ang(16,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,6)).^2));
```

```
Rin(n,1)=abs(ang(1,1));
```

```
GT(n,1)=abs((ang(16,1)))^2;
```

```
end
```

```
display(GT);
```

```
display(Rin);
```

```

%=====SALIH DEMİREL=====
%=====R yaklaşımı(dalga)=====
%=====T -T tipi tumdevre =====
%=====Kontrol programı Noise =====

function gurultuTimc11

In = DLMREAD('Dosya_Input.csv',';',0,0,'A1..N10');

%Kaynak ve Yük Empedanslari

Zg=50;

% z optimize edilecek hat parçalarının karakteristik empedanslari

Zo(1)=89.9864;

Zo(2)=150.0031;

Zo(3)=125.0004;

Zo(4)=150.0040;

Zo(5)=140.0168;

Zo(6)=90.0042;

l(1)=12.7273;

l(2)=1.1869;

l(3)=0.2924;

l(4)=13.8485;

l(5)=1.0193;

l(6)=0.6487;

Yo(2)=1/Zo(2);

```

```
Fmin =10.^(In(:,11).*0.1);
```

```
% S Parametrelerinin hesaplanması
```

```
S = MATCOMP(In(:,[3:2:9,12]),In(:,[4:2:10,13]));
```

```
G_opt=S(:,5);
```

```
S = S(:,1:4);
```

```
Zopt=50*(1+G_opt)./(1-G_opt);
```

```
Ropt=real(Zopt);
```

```
Rn =In(:,14).*50;
```

```
for n=1:10
```

```
Zl=conj(Zopt(n,1));
```

```
Zn=50;
```

```
Yn=1./Zn;
```

```
% Thetaların Hesabı
```

```
Theta=(2.*pi./300000000)*kron([1]*1e-2,In(:,2)*1e9);
```

```
Beta=(2.*pi./300000000)*(In(:,2)*1e9);
```

```
S111 = (Zo(1)^2-Zn^2)/(Zo(1)^2+Zn^2-(i*2*Zo(1)*Zn*cot(Theta(n,1))));
```

```
S122 = (Zo(1)^2-Zn^2)/(Zo(1)^2+Zn^2-(i*2*Zo(1)*Zn*cot(Theta(n,1))));
```

```
S112 = -i*2*Zo(1)*Zn*csc(Theta(n,1))/(Zo(1)^2+Zn^2-(i*2*Zo(1)*Zn*cot(Theta(n,1))));
```

```
S121 = -i*2*Zo(1)*Zn*csc(Theta(n,1))/(Zo(1)^2+Zn^2-(i*2*Zo(1)*Zn*cot(Theta(n,1))));
```

```
S1=(Zg-Zn)/(Zg+Zn);
```

```
S7=(Zl-Zn)/(Zl+Zn);
```

```
S211 = Yo(2)*i*cot(Theta(n,2))/(2*Yn-(i*Yo(2)*cot(Theta(n,2))));
```

```
S212 = 2*Yn/(2*Yn-(i*Yo(2)*cot(Theta(n,2))));
```

```
S221 = 2*Yn/(2*Yn-(i*Yo(2)*cot(Theta(n,2))));
```

$$S222 = Y_0(2) * i * \cot(\Theta(n,2)) / (2 * Y_n - (i * Y_0(2) * \cot(\Theta(n,2))));$$

$$S311 = (Z_0(3)^2 - Z_n^2) / (Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S322 = (Z_0(3)^2 - Z_n^2) / (Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S312 = -i^2 * Z_0(3) * Z_n * \csc(\Theta(n,3)) / (Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$S321 = -i^2 * Z_0(3) * Z_n * \csc(\Theta(n,3)) / (Z_0(3)^2 + Z_n^2 - (i^2 * Z_0(3) * Z_n * \cot(\Theta(n,3))));$$

$$W = [-S1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 1 \ -S111 \ -S112 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ -S121 \ -S122 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 1 \ -S211 \ -S212 \ 0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ -S221 \ -S222 \ 1 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ -S311 \ -S312 \ 0; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -S321 \ -S322 \ 1; \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ -S7];$$

$$c = [1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];$$

$$c2 = [0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1];$$

$$\text{ang} = \text{inv}(W) * c;$$

$$\text{alpha} = \text{inv}(W \cdot) * c2;$$

% a12'nin Z01 e gore kısmi türevi

$$G1 = ([\text{alpha}(2,1) \ \text{alpha}(3,1)] * [\text{ang}(2,1); \ \text{ang}(3,1)] - [\text{alpha}(1,1) \ \text{alpha}(4,1)] * [\text{ang}(1,1); \ \text{ang}(4,1)]) ./ (2 * Z_0(1));$$

% a12'nin Z02 e gore kısmi türevi

$$G2 = ([\text{alpha}(4,1) \ \text{alpha}(5,1)] * [\text{ang}(4,1); \ \text{ang}(5,1)] - [\text{alpha}(3,1) \ \text{alpha}(6,1)] * [\text{ang}(3,1); \ \text{ang}(6,1)]) ./ (2 * Z_0(2));$$

% a12'nin Z03 e gore kısmi türevi

$$G3 = ([\text{alpha}(6,1) \ \text{alpha}(7,1)] * [\text{ang}(6,1); \ \text{ang}(7,1)] - [\text{alpha}(5,1) \ \text{alpha}(8,1)] * [\text{ang}(5,1); \ \text{ang}(8,1)]) ./ (2 * Z_0(3));$$

% a12'nin l1 e gore kısmi türevi

$$G11 = i * Z_0(1) * \text{Beta}(n) * [\text{alpha}(2,1) - \text{alpha}(1,1) \ \text{alpha}(3,1) - \text{alpha}(4,1)] * [1 \ \cos(\Theta(n,1)); \ \cos(\Theta(n,1)) \ 1] * [\text{ang}(2,1) - \text{ang}(1,1); \ \text{ang}(3,1) - \text{ang}(4,1)] ./ (2 * Z_n * (\sin(\Theta(n,1)) .^ 2));$$

% a12'nin l2 e gore kısmi türevi

```

Gl2=i.*Zo(2).*Beta(n).*[alpha(4,1)-alpha(3,1) alpha(5,1)-alpha(6,1)]*[1 1;1 1]*[ang(4,1)-
ang(3,1); ang(5,1)-ang(6,1)]./(2.*Zn.*(cos(Theta(n,2)).^2));

```

```

% a12'nin l3 e gore kısmi türevi

```

```

Gl3=i.*Zo(3).*Beta(n).*[alpha(6,1)-alpha(5,1) alpha(7,1)-alpha(8,1)]*[1 cos(Theta(n,3));
cos(Theta(n,3)) 1]*[ang(6,1)-ang(5,1); ang(7,1)-ang(8,1)]./(2.*Zn.*(sin(Theta(n,3)).^2));

```

```

GT=(1-(abs(S7))^2)*abs(ang(8,1))^2;

```

```

Noise(n,1)=(4*Rn(n,1).*Ropt(n,1).*(1./GT-1))./((abs(Zopt(n,1))).^2)+Fmin(n,1);

```

```

end

```

```

display(Noise);

```



**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi	19.07.1981	
Doğum yeri	ELAZIĞ	
Lise	1995-1997 1997-1998	MALATYA FEN LİSESİ MALATYA RAHİME BATU KOLEJİ
Lisans	1998-2003	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

**Çalıştığı kurum(lar)**

2004-Devam ediyor. YTÜ Elektrik – Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı asistanlığı.